radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Fernsehempfänger „Turnier"

PREIS DM 2,00 · 18. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JANUAR 1964 2



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

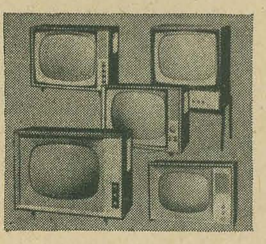
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Einige Ausführungsvarianten des RAFENA-Fernsehempfängers »Turnier«, dessen Schaltung wir auf den Seiten 40/41 veröffentlichen.

Foto: DEWAG-Werbung

UNSERE LESER SCHREIBEN

Dämpfung von induktiven Spannungsspitzen durch Anwendung von Dioden

Mit Interesse las ich den gleichnamigen Beitrag von Herrn Bottke in Heft 12 (1963). Seit einiger Zeit befasse ich mich mit ähnlichen Problemen. Deshalb erlaube ich mir eine ergänzende Kritik an diesem Beitrag. Die Überlegungen von Herrn Bottke fand ich sehr interessant und im Grunde auch völlig richtig und einwandfrei. Nur bin ich der Ansicht, daß diese Überlegungen für die Praxis bei der Auswahl der Dioden im allgemeinen zu aufwendig sind. In vielen Fällen dürfte eine viel einfachere und dabei ebenfalls einwandfreie Abschätzung auch zum Ziele führen.

Herr Bottke hat die physikalischen Vorgänge im Relais beim Abschalten richtig dargestellt. Jedoch kann man die Verhältnisse auch aus einem etwas anderen Blickwinkel betrachten: Im Relais fließt ein Strom (Betriebsstrom), zu dem eine bestimmte im Magnetfeld gespeicherte Energie gehört. Schaltet man die Spannungsquelle vom Relais ab, so hat der Strom das Bestreben, in unveränderter Höhe weiterzufließen (verursacht durch die gespeicherte magnetische Energie). Nimmt man dem Strom diese Möglichkeit, dann treten Spannungsspitzen mit den bekannten schädlichen Folgen auf. Schaltet man jedoch zum Relais eine „Freilaufdiode" parallel, so hat der Strom die Möglichkeit, in gleicher Richtung wie bisher weiterzufließen. Da jedoch die antreibende Spannungsquelle fehlt, setzt sich die gespeicherte magnetische Energie in den Widerständen (Relaiswicklung und Freilaufdiode) als Ursache des weiterfließenden Stromes sehr schnell in Wärme um. Wie schnell der Strom dabei abklingt, hängt vom Betriebsstrom, von der Selbstinduktion und von der Summe der Widerstände ab.

Aus dieser Betrachtungsweise geht folgendes klar hervor: Der von Herrn Bottke angeführte exponentiell abklingende Stromfluß existiert als Stromstoß nur für die Diode. Für das Relais hingegen ist dieser „Stromstoß" nur das exponentielle Abklingen des Betriebsstromes. Eine Stromüberhöhung beim Abschalten einer Selbstinduktion kann es im Gegensatz zu der bekannten Spannungsüberhöhung aus energetischen Gründen nicht geben. Die Formulierung von Herrn Bottke ist an dieser Stelle etwas mißverständlich.

Da es also beim Abschalten eines Relais keine Stromüberhöhung gibt, kann bei einem Relais mit 20 mA Betriebsstrom (Beispiel von Herrn Bottke) keine Überlastung der Freilaufdiode auftreten. Durch die Diode fließt ein exponentiell abklingender Strom mit einem anfänglichen Maximalwert von 20 mA. Für Universaldioden wird aber 20 mA durchweg bereits als zulässiger Dauerstrom angegeben. Selbst bei ganz hoher Schalthäufigkeit bleibt der Strom stets unter der zulässigen Dauerstromgrenze. Erst wenn der Betriebsstrom des Relais die Höhe des zulässigen Stromstoßes (100 mA) erreicht und eine größere Schalthäufigkeit vorkommen kann, halte ich die Abschätzung von Herrn Bottke für sinnvoll.

Unterstützen möchte ich noch die Meinung von Herrn Bottke, daß auch in reinen Relais-Schaltungen Freilaufdioden äußerst nützlich sein können. Dadurch werden Funken völlig unterdrückt und die Schaltkontakte wesentlich geschont. Allerdings ist hierbei zu beachten, daß Freilaufdioden bei den Relais eine Abfallverzögerung bewirken (ähnlich wie ein Kondensator). Dieser Umstand muß beim Entwurf berücksichtigt werden, denn nicht immer ist eine Abfallverzögerung erwünscht bzw. zulässig.

W. F., Sonneberg

*

Als Leser Ihrer Zeitschrift erlaube ich mir, bei Ihnen nachzufragen, ob Sie nicht die Größen der ZF für AM und FM zum Import-Superhet Marke Orion Typ R 8668 F in Erfahrung bringen könnten. Es gelang mir bisher nicht, die Daten in den hiesigen Werkstätten zu erfahren, die nicht einmal über ein Schaltbild zu diesem Gerät verfügen. Ein Schaltbild habe ich, es enthält wohl die Größen der Kondensatoren und Widerstände, aber nicht die der Frequenzen. Um die Leistung des Gerätes zu verbessern, hatte ich versucht, das Gerät mit den in deutschen Geräten üblichen Größen der ZF abzugleichen, hatte jedoch damit nur wenig Erfolg. Die Röhren sind in Ordnung, Schaltfehler oder defekte Widerstände und Kondensatoren sind nicht vorhanden, nur ein Abgleich der ZF könnte dem Gerät zur vollen Leistung verhelfen. Da ich über keine RCLZ-Meßbrücke verfüge und in den hiesigen Werkstätten eine solche auch nicht vorhanden ist, bin ich auf die Angabe der Frequenzgrößen angewiesen.

E. St., Klein-Bengerstorf

Wir teilen nicht Ihre Ansicht, daß die unzureichende Empfindlichkeit Ihres Rundfunkgerätes von der abweichenden ZF verursacht wird. Wir kennen zwar auch nicht mehr genau die Größe der Zwischenfrequenz im Empfänger R 8668 F, doch ist uns bekannt, daß die ungarischen Rundfunkempfänger ebenfalls eine ZF um 470 kHz in den AM-Bereichen verwenden. Der Unterschied gegenüber deutschen Geräten kann in dieser Hinsicht keinesfalls groß sein.

Ein Hinweis für die Suche nach dem Fehler: Messen Sie bitte die erforderlichen Wechselspannungen an den Gittern der einzelnen Röhren (Schwundregelung außer Betrieb und Lautstärkeregler voll geöffnet), die für die Aussteuerung von 50 mW bzw. volle Lautstärke des Rundfunkgerätes erforderlich sind. Nur so können Sie objektiv, d. h. unabhängig von Ihrer Erfahrung, den wirklichen Wert der Empfindlichkeit feststellen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Netz-Transistorempfänger „CONTACT 1306"
- Bauanleitung für eine Funkfernsteuerung
- Der Halbleiter-Fernsehgleichrichter
- Der Kleinbaustein EBS 2—1
- Über die Anwendung von Transistoren in Tunern von Fernsehempfängern
- Tabelle der Heimbandgeräteproduktion 1964 der DDR



▼ **Über 700 Datenverarbeitungsanlagen** sind in der Bundesrepublik im Einsatz. Davon stammen jedoch nur 16% von westdeutschen Herstellern.

▼ **Ein neues Tauchlötverfahren** wurde in den USA entwickelt, wobei die Oberfläche des Lötmetalls ständig durch die Einwirkung zweier Magnetfelder von Oxidpartikeln gereinigt wird.

▼ **Eine Spezialkamera**, die auf die vom Körper abgegebene Wärmestrahlung anspricht und Anomalien des Stoffwechsels im Gewebe unter der Körperoberfläche anzeigt, wird z. Z. im Albert-Einstein-Institut in Philadelphia als Hilfsmittel zur Diagnose von Krebs erprobt. Das Gerät tastet den Brustkorb des Patienten ab und macht dabei Temperaturmessungen an 60 000 Punkten. Die Einzelergebnisse werden in Form eines Thermogramms registriert, das schon 10 Sekunden nach Beendigung der Untersuchung fertig vorliegt.

Neue Siliziumgleichrichter

Eine Siliziumgleichrichterdiode für die Nennstromstärke von 10 A, die auf Grund einer Selbstverpflichtung des Dipl.-Phys. Beichler (Institut für Halbleitertechnik, Teltow) zum VI. Parteitag der SED in etwa 100 Exemplaren vorlag, wurde im Laufe des Jahres 1963 von einem Jugendkollektiv bis zum Stande K 5 weiterentwickelt. Die Typenbezeichnungen lauten: VS 10/05 (50 V), VS 10/2 (200 V), VS 10/4 (400 V), VS 10/6 (600 V).
Die technologischen Vorbereitungen für die Pilotproduktion sind abgeschlossen. Die Gleichrichter sind ab Januar 1964 für Entwicklungs- und Forschungszwecke lieferbar. Das Institut für Halbleitertechnik, Teltow, Elbestr. 2, stellt auf Anforderung vorläufige Kenndatenblätter zur Verfügung. Bestellungen sind ebenfalls an das genannte Institut zu richten. Die Daten der Gleichrichter VS 10/... werden demnächst in unseren Halbleiterinformationen veröffentlicht.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 11 (1963) entnahmen wir folgende Hinweise:
Literatur über die Anwendung von Halbleiterbauelementen, mit besonderer Berücksichtigung der Meß- und Regeltechnik.
Lit.-Nr.: 31. Titelanzahl: 33. Berichtsz.: 1959–63.
Hrsg.: Institut für Halbleitertechnik, Dok., Teltow, Elbestr. 2.
Literatur über Maser (Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation) (DK: 621.375.9).
Lit.-Nr.: 40/63. Titelanzahl: 572. Mit Annotationen. Berichtsz.: 1953 bis 1963.
Hrsg.: Universitäts-Bibliothek. TWA. Jena, Goetheallee 6.
Literatur über Ultrakurzwellen-, Kurzwellen- und Fernsehantennen (Sende- und Empfangsantennen).
Titelanzahl: 69. Mit Annotationen. Berichtsz.: 1954–63. Bearb. v. d. Fachschule f. Bibliothekare an wiss. Bibliotheken, Leipzig. Studentenarbeit.
Hrsg.: Technische Universität. Bibliothek/TWA. Dresden A 27, Mommsenstr. 11.
Literatur über Varistoren.
Lit.-Nr.: 30. Titelanzahl: 18. Berichtsz.: 1955–63.
Hrsg.: Institut für Halbleitertechnik. Dok. Teltow, Elbestr. 2.
Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellung zu bestellen.

Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente

wurden zwischen den Halbleiterbetrieben und der Geräteindustrie der DDR vereinbart. Dieses Bezeichnungssystem wird etwa ab Mitte des Jahres 1964 verbindlich und gilt für alle Halbleiterbauelemente, die neu herauskommen oder deren Fertigung auf absehbare Zeit weiterläuft. Typen, deren Fabrikation in nächster Zeit eingestellt wird, behalten die alte Bezeichnung. In der Übergangszeit, die über den 31. 12. 1964 nicht hinausgehen soll, können beide Bezeichnungsarten – die alte oder die neue – benutzt werden.
Die Typenbezeichnung für Allgebrauchstypen besteht aus zwei Buchstaben und drei Ziffern. Der erste Buchstabe kennzeichnet das Ausgangsmaterial.

G – Germanium
S – Silizium

Der zweite Buchstabe weist auf das Hauptanwendungsgebiet des Halbleiterbauelementes hin.

A – Diode
B – Niederfrequenztransistor
D – Niederfrequenz-Leistungstransistor
E – Tunneldiode
F – Hochfrequenztransistor
L – Hochfrequenz-Leistungstransistor
P – strahlungsempfindliches Bauelement
S – Schalttransistor
U – Leistungs-Schalttransistor
R – Halbleiterbauelement mit Durchbruchskennlinie für Schalt- und Steuerzwecke
T – Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) für Stromstärken bis $\bar{I}_{FN} = 10$ A
Y – Halbleiter-Gleichrichterdiode für Stromstärken bis $\bar{I}_{FN} = 10$ A
Z – Zenerdiode, Referenzdiode

Die an die Buchstabengruppe sich anschließenden drei Ziffern dienen zur Unterscheidung verschiedener Typen für den gleichen Anwendungszweck.
Die Typenbezeichnung von Bauelementen für kommerzielle Anwendungen besteht aus drei Buchstaben und zwei Ziffern. Die ersten beiden Buchstaben haben dieselbe Bedeutung wie bei den Allgebrauchstypen. Der dritte Buchstabe weist auf die vorwiegend kommerzielle Anwendung hin. Es werden Buchstaben des Alphabets von rückwärts, mit Z beginnend, benutzt. Die nachfolgenden beiden Ziffern dienen auch hier zur Unterscheidung von Typen des gleichen Anwendungsgebietes.
In einem der nächsten Hefte berichten wir noch ausführlich darüber.

Krebsbehandlung durch Laserstrahlen

Auf dem Jahreskongreß des American College of Surgeons, der kürzlich in San Franzisko stattfand, wurde über experimentelle Behandlungen von Krebs mit Laserstrahlen berichtet. Zwei auf Tiere übertragene Krebsarten und eine dritte tierischen Ursprungs wurden behandelt. Die beiden ersten heilten völlig aus, der dritte Tumor ging um 60 bis 80% zurück. Das die Tumore umgebende Zellgewebe wurde von den Laserstrahlen nur wenig angegriffen und heilte sehr rasch.
Der Bericht unterstreicht jedoch, daß trotz der bisher sehr vielversprechenden Versuche Laserstrahlbehandlungen von an Krebs erkrankten Menschen noch nicht als Heilmethode angewandt werden können.

Eine neue Methode der Höchstfrequenzwellenerzeugung

Im Entwicklungslabor der IBM (USA) wurde festgestellt, daß Höchstfrequenzwellen dadurch erzeugt werden können, daß man Gleichstrom durch einen Galliumarsenidblock (GaAs) bei Zimmertemperatur fließen läßt.
Dabei wurden bei einer Frequenz von 1 GHz Ausgangsleistungen bis zu 0,5 W erreicht; der Frequenzbereich des Galliumarsenidmasers belief sich von 0,5···6,5 GHz.
Der Effekt wurde entdeckt, als der Widerstand des Galliumarsenids vom n-Typ bei Zimmertemperatur als Funktion eines angelegten elektrischen Feldes gemessen werden sollte. Dabei stellte sich heraus, daß der Widerstand schlagartig bei einem Feld von ungefähr 2000 V/cm anstieg, und daß der durch die kleineren Blöcke fließende Strom mit hoher Frequenz zu schwingen begann.
Von entscheidender Bedeutung ist die Länge der GaAs-Muster. Beträgt die Länge mehr als 0,02 cm, so ist die erzeugte Schwingung inkohärent; die Frequenz der in den kürzeren Mustern entstehenden kohärenten Schwingungen ist der Länge der Muster umgekehrt proportional.

Mitteilung der Ingenieurschule für technische Glasverarbeitung Ilmenau

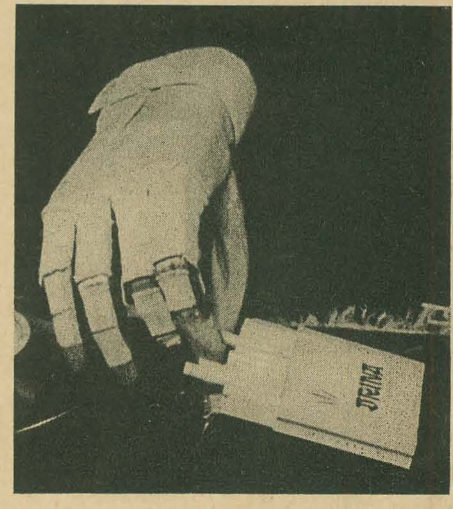
An der Ingenieurschule für Technische Glasverarbeitung Ilmenau sind noch Studienplätze für das Direktstudium frei. Aufnahme finden Glasapparatebläser, Röhrenbauer, Maschinenbauer, Schlosser und Mechaniker, die in 3jährigem Studium zu Ingenieuren für die glasverarbeitende Industrie ausgebildet werden. Zu den Schwerpunkten in den speziellen Fachwissenschaften gehören die Spezialfächer Automatisierung, Glaskunde, Glasverarbeitung, Vakuumtechnik und Glasverarbeitungsmaschinen. Der spätere Einsatz erfolgt vorwiegend in Werken für die Herstellung von Laborgeräten aus Glas, Meßgeräten aus Glas, Isolierflaschen, Ampullen, Glühlampen, Elektronen- und Ionenröhren sowie in Prüfämtern.
Anfragen von Interessenten sind direkt an die Schule zu richten.

Neue Antenne für Radar-Flugüberwachung

Die Tokyo Shiboura Electric Co. hat eine neue Radarantenne entwickelt, die den Luftraum mehr als 50mal je Sekunde abtastet. Die bisher übliche Abtastfrequenz betrug 3 bis 4 Hz. Die Erhöhung der Abtastfrequenz wurde durch den erhöhten Einsatz von Düsen-Verkehrsflugzeugen notwendig; sie wurde ermöglicht durch den Übergang von der bisher üblichen mechanischen Drehung des Antennensystems zu einer rein elektronischen Abtastung, die auf dem Prinzip der Phasenverschiebung innerhalb des Strahlersystems beruht.

Eine „elektronische Hand"

wurde in Jugoslawien entwickelt. Sie ermöglicht ihrem Träger die willentliche Bestimmung aller Bewegungen. Diese werden entweder durch Muskeln oder durch künstliche Hautreflexe ausgelöst. Sobald die Fingerspitzen mit einem bestimmten Gegenstand in Berührung kommen, senden sie Impulse an die kleine elektronische Steuerung, die entsprechend Festigkeit, Fläche, Form und Gewicht des berührten Gegenstandes die Befehle zum Schließen und Öffnen der Hand gibt. Der Prothesenträger kann Gläser, Bälle, zylindrische Gegenstände, Platten und anderes anfassen und heben. Selbst das Anzünden von Streichhölzern und ein einwandfreies Schreiben mit normaler Fingerhaltung ist möglich.
Die Prothese hat zusammen mit einem kleinen Elektromotor nur ein Gewicht von 450 p. Die Stromquelle mit 1,5 kp schweren Batterien muß gesondert getragen werden. Bei Arbeiten an einem festen Standort kann direkter Netzanschluß erfolgen. ▼



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. JANUARHEFT **2** 1964

Der kapazitiv durchstimmbare VHF-Tuner im Fernsehempfänger

H. VOIGT und D. GÜNTHER

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Einleitung

Seit Beginn der Fernsehempfängerentwicklung stellt der VHF-Tuner auf Grund der an ihn gestellten speziellen Anforderungen eine in sich geschlossene Baueinheit dar.

Im Laufe der Entwicklung ist diese Baustufe bezüglich der elektrischen Kenndaten entsprechend den zur Verfügung stehenden aktiven Bauelementen ständig verbessert worden. Sie stellt jedoch im Gesamtkomplex des Fernsehempfängers eine relativ aufwendige Baueinheit dar. Es hat deshalb im Laufe der Entwicklung nicht an Versuchen gefehlt, hierfür eine ökonomisch bessere Lösung zu finden.

Als Abstimmeinrichtung für Fernsehempfänger im VHF-Gebiet werden Kanalwähler benutzt, die vorwiegend nach dem Trommelschalterprinzip aufgebaut sind. Hierbei sind für jeden Fernsehkanal getrennte Kreisspulen vorgesehen. Der Trommelkanalwähler ist eine räumlich große Baueinheit und weist eine Vielzahl von mechanischen und elektrischen Bauelementen auf.

Die Trommel enthält im VHF-Bereich je nach Schaltungsart 11 oder 22 Kanalstreifen mit den erforderlichen Kreisspulen und Kontakten, wobei alle Spulen einzeln abgeglichen werden müssen und meistens auch die Einstellung des Kopplungsgrades in jedem Kanal erforderlich ist.

Zur Verkleinerung derartiger Abstimmeinrichtungen wurde anstelle der Trommel eine Scheibe verwendet, auf der im Gegensatz zur Trommel die Bauelemente sternförmig angeordnet sind (sog. Diskustuner). Der ökonomische Aufwand ist jedoch der gleiche wie bei der Trommelanordnung. Darüber hinaus sind in letzter Zeit sog. Schaltertuner bekannt geworden. Es handelt sich hier wiederum um induktiv abgestimmte Tuner, bei denen zu einer Grundinduktivität für jeden Kanal entsprechende Zusatzinduktivitäten hinzugeschaltet werden. VHF-Tuner, die nach diesem Prinzip arbeiten, stellen im allgemeinen eine sehr teure Baueinheit dar. Will man zu einer ökonomisch günstigeren Lösung kommen, so führt der Weg zur kontinuierlichen Abstimmung.

Auch im Ausland geht die Entwicklung dahin, daß man die unökonomische Trommelbauweise verläßt und zur kontinuierlichen Abstimmung übergeht.

Hier gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten:

a) Abstimmung durch kontinuierliche Induktivitätsveränderung

b) Abstimmung durch kontinuierliche Kapazitätsveränderung

Den günstigsten Kompromiß zwischen den elektrischen Kenndaten und dem ökonomischen Aufwand stellt die kapazitive Abstimmung dar.

Da bisher sehr wenig Literaturstellen über kapazitiv abgestimmte Tuner bekannt geworden sind, sollen einige Vorbemerkungen zu dieser speziellen Problematik gemacht werden.

Die kapazitive Abstimmeinheit

Ganz allgemein ist für die Verstärkung einer Vorstufe im Kanalwähler der Übertragungswiderstand des zwischen Vor- und Mischröhre angeordneten Bandfilters maßgebend. Die Größe dieses Übertragungswiderstandes ist wiederum abhängig von der Dimensionierung der einzelnen Bandfilterkreise.

Der Resonanzwiderstand eines Schwingkreises errechnet sich nach

$$R_0 = \varrho_0 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Um eine große Verstärkung zu erzielen, muß R_0 möglichst groß sein. Aus obiger Beziehung ist leicht zu ersehen, daß man das durch eine möglichst große Güte ϱ_0 und Induktivität L bzw. durch eine kleine Kapazität C erreicht.

Soll die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises von f_1 bis f_2 durch die Kapazität verändert werden, so ist dazu die Kapazitätsvariation

$$V_C = \frac{C_2}{C_1}$$

erforderlich. Berücksichtigt man die Schaltkapazität C_S, so ergibt sich die Beziehung

$$V_C = \frac{C_2 + C_S}{C_1 + C_S}$$

Die Frequenzvariation

$$V_f = \frac{f_1}{f_2}$$

ist vorgegeben und beträgt im Fernsehband III, Kanal 5 bis Kanal 12

$$V_f = \frac{227\ \text{MHz}}{178\ \text{MHz}} = 1{,}275$$

Bei sorgfältigem Aufbau der Schaltung können Schaltkapazitäten (einschließlich Röhrenfassungskapazitäten) von etwa 1,8 pF erreicht werden. Verwendet man als Vorröhre z. B. den Spanngittertyp PC 88, so kommt eine Röhrenausgangskapazität von 1,9 pF hinzu. Das ergibt eine Gesamtgrundkapazität von 3,7 pF.

Es ist zu erkennen, daß für eine kapazitive Abstimmung kein handelsüblicher UKW-Drehkondensator mit einer Anfangskapazität von etwa 6 pF verwendet werden kann. Legt man eine oben errechnete Anfangskapazität von 3,7 pF und eine Frequenzvariation von 1,275 zugrunde, so ergeben sich Gesamtkreiskapazitäten mit einem UKW-Drehkondensator von etwa 10 ··· 16 pF. Diese Kapazitäten können wesentlich durch eine Verkleinerung der Drehkondensatoranfangskapazität verringert werden. Eine minimale Anfangskapazität des Abstimmdrehkondensators ist eine Grundvoraussetzung für den kapazitiv abgestimmten Tuner. Der nachstehend beschriebene Tuner enthält Drehkondensatoren mit einer Anfangskapazität von $C_A < 1{,}5$ pF. Bei optimaler Auslegung der Konstruktion sind Anfangskapazitäten von etwa 1 pF durchaus möglich.

Unter solchen Voraussetzungen erreicht man Gesamtkreiskapazitäten von etwa 5,2 bis 8,4 pF, d. h., es ergibt sich für f_1 zu f_2, unter Berücksichtigung der Tatsache

$$V_f = \sqrt{V_c}$$

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{227}{178} = \sqrt{\frac{8{,}4}{5{,}2}} = 1{,}275$$

und somit bei $f_2 = 178$ MHz eine Kreiskapazität von 8,4 pF und bei 227 MHz eine Kreiskapazität von 5,2 pF.

Die hier angeführten Werte beziehen sich auf den Primärkreis (Anodenkreis) des zwischen Vor- und Mischröhre liegenden Bandfilters bei Verwendung einer PC 88 als Vorröhre in Gitterbasisschaltung.

Zwei moderne Tuner in herkömmlicher Trommelbauweise zeigen an gleicher Stelle Kapazitätswerte von C = 5,7 pF bzw. 8,1 pF. Vergleicht man diese beiden Werte mit den Kapazitäten, die sich bei der kapazitiven Abstimmung ergeben, so stellt man zunächst keine wesentlichen Unterschiede fest. Es ist zu erkennen, daß in den höheren Kanälen, also bei

227 MHz, die Kreiskapazitäten im kapazitiv abgestimmten Tuner etwas kleiner sind als in den induktiv abgestimmten Trommeltunern. Bei tiefen Frequenzen (178 MHz) liegen die Verhältnisse umgekehrt. In den übrigen Kreisen findet man ähnliche Relationen vor. Daraus ist zu ersehen, daß bezüglich der Kreiswiderstände bei Verwendung einer kapazitiven Abstimmung keine wesentlichen Nachteile gegenüber dem induktiven Abstimmprinzip bestehen.

Die zur Abstimmung der einzelnen Schwingkreise notwendigen Drehkondensatoren werden daher in der Praxis organisch und mit kleinsten Anfangskapazitäten in die Schaltung eingefügt. Eine solche Anordnung zeigt Bild 1. Es sind vier Drehkopakete zu erkennen, wobei jedes Paket aus einem Statorblech und zwei Rotorblechen besteht. Der Luftspalt zwischen Rotor und Stator ist durch plangeschliffene Lehren gegeben, während der Abstand zwischen den einzelnen Drehkopaketen durch Distanzstücke festgelegt ist. Dadurch sind an Rotor- und Statorbleche im Gegensatz zu den bekannten Mittelwellendrehkondensatoren bezüglich Blechstärke keine besonderen Toleranzforderungen zu stellen. Durch großen Druck werden die einzelnen Drehkobleche, Lehrenbleche und Distanzstücke fest aneinander gedrückt und dann die Rotor- und Statorbleche auf der Drehkoachse bzw. auf den mit Messingkappen versehenen Calithalterungen verlötet.

Das Problem des Gleichlaufes der einzelnen Drehkopakete untereinander ist vorwiegend eine Frage der mechanischen Präzision der beschriebenen Vorrichtung. Selbst bei einem großen Produktionsumfang sind relativ wenig Vorrichtungen erforderlich, die ständig überwacht werden müssen.

Das Gleichlaufproblem darf nicht mit dem des Hörrundfunkbereichs verglichen werden, da sich Gleichlauffehler zwischen Oszillator- und Vor- bzw. Zwischenkreisen um so weniger bemerkbar machen, je kleiner das Verhältnis von Bandbreite zu Empfangsfrequenz ist. Es beträgt z. B. im Mittelwellenbereich 1 : 100 und im VHF-Bereich nur 1 : 8 bzw. 1 : 30.

Am rechten Drehkopaket von Bild 1 ist ein zum Abgleich notwendiger Trimmer zu erkennen. Er ist so konstruiert, daß seine Anfangskapazität etwa 0,1 pF beträgt. Dieser Trimmer besteht aus einer am Stator angelöteten Hülse, in die eine am Chassis befestigte Spindel eintaucht. Mit solchen Trimmern kann eine Kapazitätsvariation von 0,1 pF bis etwa 2 pF erreicht werden.

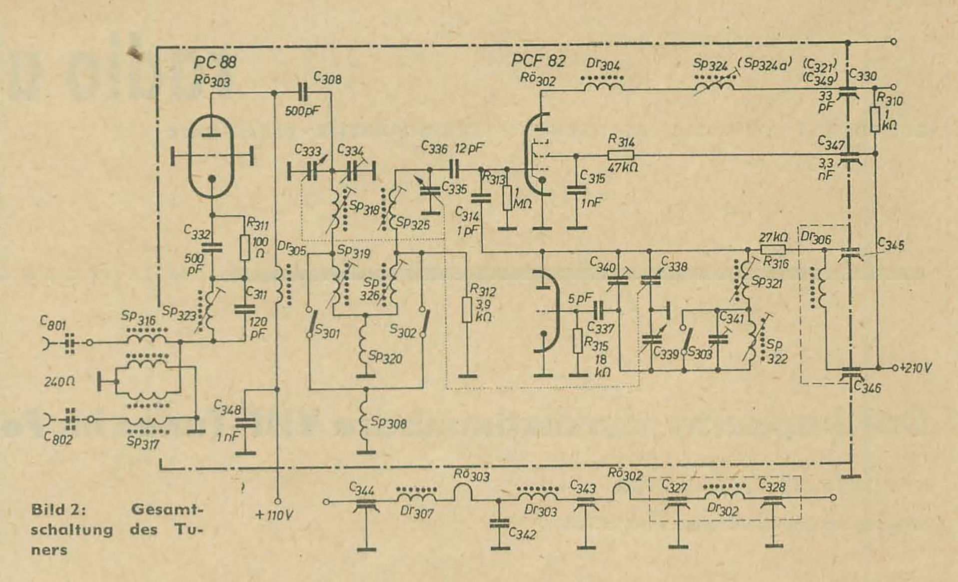


Bild 2: Gesamtschaltung des Tuners

Im Zusammenhang mit der Entwicklung von standardisierten Fernsehgeräten wurde 1959 erstmalig mit einer solchen Abstimmeinrichtung ein Kanalwählertyp entwickelt, der in den Geräten der unteren und mittleren Klasse eingesetzt wurde. Die Typen mit 43- bzw. 53-cm-Bildröhren des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt der Jahre 1961 bis 1963 und die „Start"-Reihe des VEB Rafena Werke Radeberg sind Beispiele dafür.

In Verbindung mit der beschriebenen Abstimmeinrichtung wählte man auch in schaltungstechnischer Hinsicht eine ökonomisch günstige Lösung: In der Vorstufe wurde die PC 96 in Gitterbasisschaltung, in der Misch- und Oszillatorstufe die PCF 82 eingesetzt. Im Laufe der Weiterentwicklung der Röhrentechnik zu modernen Spanngitterröhren hin konnte eine solche Schaltungskonzeption vor allem hinsichtlich des Rauschverhaltens der Vorstufe nicht mehr befriedigen. Der durchstimmbare Kanalwähler wurde deshalb weiterentwickelt und mit der modernen Spanngitterröhre PC 88 in der Vorstufe bestückt.

Im Laufe des Jahres 1963 konnten zunächst die neuentwickelten Gerätetypen „Turnier" von Rafena, parallel dazu die weiterentwickelten Typen der Mittelklasse und später auch die Neuentwicklungen der unteren Geräteklasse von Staßfurt mit diesem Tuner ausgerüstet werden. Ab 1964 wird in den Geräten mit Gitterbasistuner nur noch der neue Kanalwähler mit der PC 88 verwendet. Im folgenden soll seine Schaltung näher erläutert werden.

Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Tuners. Die symmetrische 240-Ω-Antenne wird mit Hilfe eines Impedanzwandlers an den unsymmetrischen Röhreneingang angepaßt. Im Gegensatz zur Kanalwählerausführung mit der PC 96 in der Vorstufe wurde ein Eingangsübertrager auf Ferritbasis entwickelt, der die Symmetrie des Antenneneingangs erheblich verbessert. Der Sperrkreis mit C_{311} und Sp_{323} erhöht das Zwischenfrequenz-Störverhältnis. Die steile Spanngitterröhre PC 88 arbeitet als Vorröhre in Gitterbasisschaltung. Auf eine Regelung wird verzichtet. Das hat den Vorteil einer von der Eingangsfeldstärke unabhängigen Antennenanpassung und Störstrahlung.

Den Außenwiderstand dieser Röhre bildet ein kapazitiv abgestimmtes Bandfilter. Dieses Filter wird durch die Drehkondensatoren C_{333} und C_{335} kontinuierlich für alle 11 Kanäle der CCIR-Norm angestimmt. Es ist induktiv fußpunktgekoppelt, wobei als Koppelspule im Band III die Rotorerdfeder Sp_{308} verwendet wird.

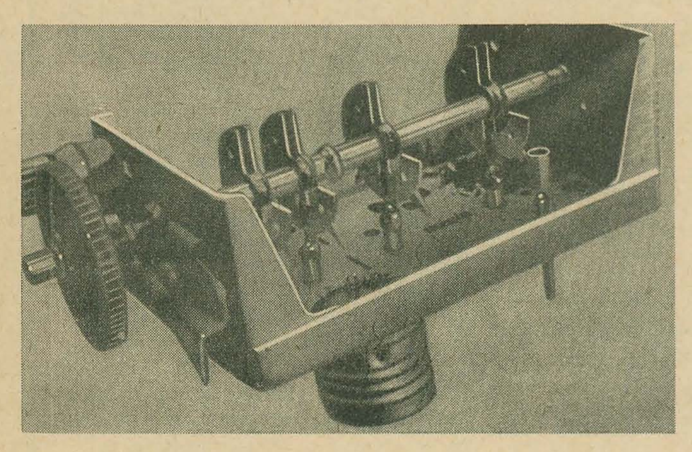
Da es sich hierbei um eine gestanzte Feder handelt, kann diese Koppelinduktivität mit großer Genauigkeit über sehr große Stückzahlen reproduziert werden. Es entfällt eine individuelle Einstellung der Kopplung. Im Band I wirkt die Spule Sp_{320} als Koppelspule.

Sind die Schalter S_{301} bis S_{303} geöffnet, so arbeitet der Tuner im Band I, während bei geschlossenen Schaltern das Band III empfangen wird. Das Öffnen und Schließen der Schalter erfolgt durch Nocken, die auf der Rotorachse befestigt sind.

Die Schalter sind über einen Drehwinkel der Drehkoachse von 0° ··· 180° geöffnet und von 180° ··· 360° geschlossen. Das entspricht dem Betrieb im Band I bzw. Band III. Als Mischröhre wird das Pentodensystem der PCF 82 in additiver Mischschaltung verwendet, während die Triode als Oszillator in Colpittsschaltung arbeitet.

Durch Verwendung der beiden Drehkondensatoren C_{338} und C_{339} wird eine nahezu konstante Schwingspannung über den gesamten Frequenzbereich erreicht.

Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt niederohmig über C_{330}. Diese Art der Auskopplung hat wesentliche Vorteile. Sie


Bild 1: Kapazitive Abstimmeinheit

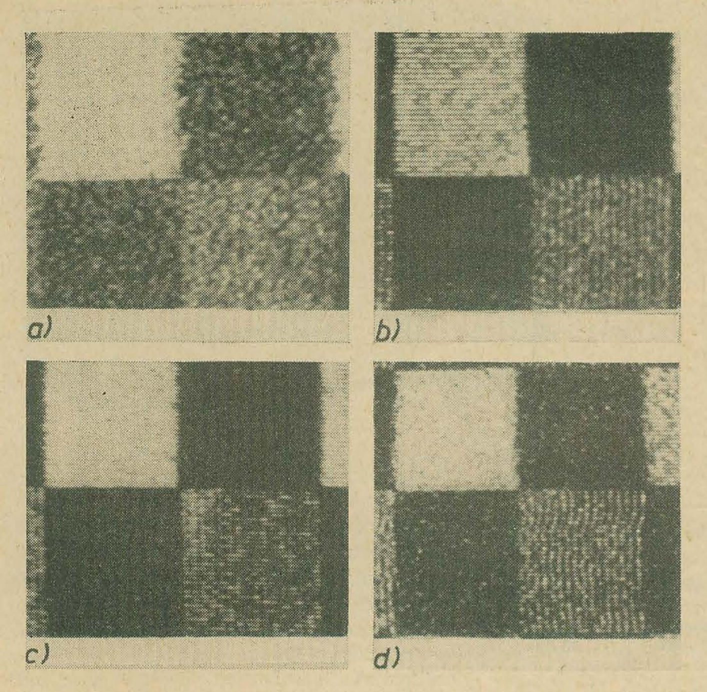


Bild 3: Schirmbild bei a) Gitterbasiseingang mit der PC 96, b) Gitterbasiseingang mit der PC 88, c) Kaskodeneingang mit der PCC 88, d) Kaskodeneingang mit der PC 88

gestattet ein rückwirkungsfreies Zusammenschalten von Tuner und Zwischenfrequenzverstärker, ohne den Tuner im Fernsehgerät an einen bestimmten Platz zu binden. Zum anderen stellt sie für die Störstrahlung eine günstige Lösung dar, da durch den als Durchführungskondensator ausgebildeten Koppelkondensator C_{330} die noch vorhandenen Oszillatoroberwellen kurzgeschlossen werden. Die Verdrosselung der Anodenspannungs- und Heizleitung ist erforderlich, um die Störstrahlungsbedingungen einzuhalten. Der kapazitiv durchstimmbare Tuner war der erste Tuner in der DDR, der die Bedingungen auch bezüglich der in das UHF-Gebiet fallenden Oszillatoroberwellen erfüllte. Der Einsatz der PC 88 trägt mit dazu bei, daß die Störstrahlungsbedingungen mit Sicherheit erfüllt werden.

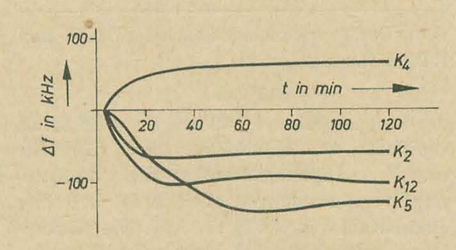


Bild 5: Abweichung der Oszillatorfrequenz bei Erwärmung um 30 °C in Abhängigkeit von der Zeit

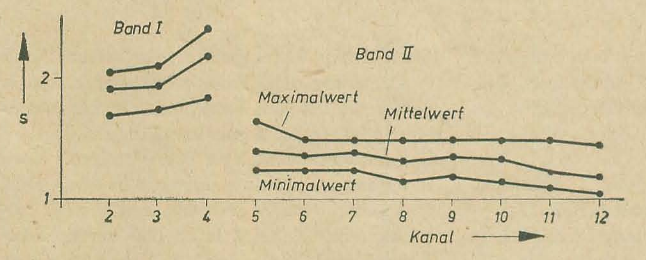
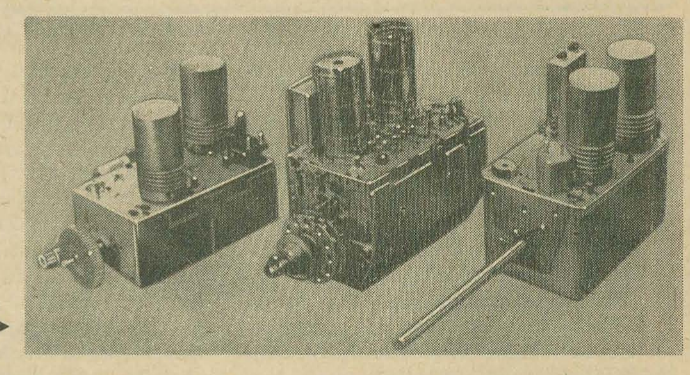


Bild 4: Welligkeit s als Funktion der Empfangskanäle

Bild 6: Größenvergleich von industriemäßig hergestellten Tunern; links: ▶ durchstimmbarer Gitterbasistuner, Mitte und rechts: Trommeltuner



Abgleich

Einen nicht unwesentlichen Vorteil bietet die durchstimmbare Abstimmeinrichtung für den Abgleich. Er bezieht sich im wesentlichen auf das Abstimmen der Oszillator- und Bandfilterkreise. Aus dem Schaltbild ist zu ersehen, daß für jedes Fernsehband nur zwei Bandfilter- und eine Oszillatorspule erforderlich sind. Das heißt, für alle 11 CCIR-Kanäle sind insgesamt sechs Spulen notwendig, die über drei Kontakte geschaltet werden. Dagegen braucht ein Trommelkanalwähler in Gitterbasisschaltung 33 Spulen mit 66 Kontakten und die Kaskodeschaltung sogar 44 Spulen mit 88 Kontakten. Schon anhand dieser Zahlen ist zu erkennen, daß der Abgleich eines kapazitiv abgestimmten Tuners wesentlich einfacher und zeitsparender durchzuführen ist als der eines Trommeltuners.

Zum Abgleich des kapazitiv durchstimmbaren Tuners sind folgende Arbeitsgänge erforderlich:

Vor dem Abgleich wird auf die Drehkoachse eine mit den entsprechenden Empfangskanälen versehene Abgleichscheibe aufgesetzt. Das Abstimmen des Tuners vollzieht sich in ähnlicher Weise, wie es aus der UKW-Technik bekannt ist. Zunächst wird der Oszillatorbereich im Band III am Bandanfang und Bandende eingestellt. Das gleiche geschieht mit dem Oszillator im Band I. Danach erfolgt in gleicher Weise der Abgleich des Bandfilters bei wechselseitiger Bedämpfung des Gitter- bzw. Anodenkreises. Während für beide Oszillatorbereiche die Frequenzvariation getrennt mit den Trimmern C_{340} bzw. C_{341} eingestellt werden muß, genügt beim Bandfilter ein einmaliges Einstellen der richtigen Frequenzvariation im Band III. Im Band I ist dann lediglich ein Abgleich im Kanal 3 notwendig, da die Frequenzvariation der Eingangsfrequenzen für beide Fernsehbänder gleich groß ist.

Aus der kurzen Beschreibung sieht man, daß der Abgleich eines solchen Tuners sehr einfach ist. Im Vergleich zu einem Gitterbasistuner in Trommelbauweise wird mehr als das Doppelte und verglichen mit einem herkömmlichen Kaskodetuner sogar mehr als das Dreifache an Abgleichzeit eingespart.

Elektrische Werte

Es sollen nun die mit dem durchstimmbaren Tuner erzielten elektrischen Ergebnisse beschrieben bzw. mit den Ergebnissen anderer Tuner verglichen werden.

Als charakteristisches Merkmal für die Empfindlichkeit eines Tuners wird die Rauschzahl F angegeben.

Im Band I und Band III werden mit dem kapazitiv durchstimmbaren Tuner im Mittel Rauschzahlen von etwa 8,7 dB erreicht, während mit modernen Kaskodetunern im Band I etwa 5,5 dB und im Band III etwa 7,7 dB erreicht werden.

Diese Zahlen geben jedoch noch kein exaktes Bild über den subjektiv wahrgenommenen Bildeindruck. Es gehen hier vor allem der gewählte Eingangsspannungsbereich, die damit eng zusammenhängende Helligkeits- und Kontrasteinstellung, die Bandbreite und Form der Durchlaßkurve des Empfangskanals bis zur Bildröhre sowie die Schirmbildgröße ein.

Unter Berücksichtigung dieser Faktoren wurden fotografische Schirmbildaufnahmen eines Testbildes (Schachbrett) von Fernsehempfängern mit verschiedenen Tunern gemacht (Bild 3). Die Eingangsspannung betrug $U_E = 30\,\mu V$ an 60 Ω im Kanal 9.

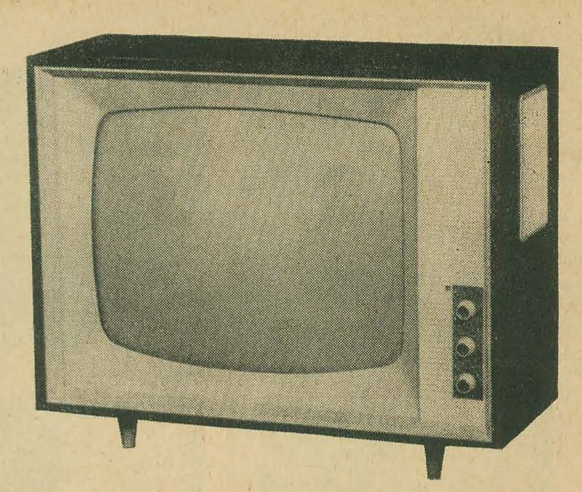
In allen Tunern wird die PCF 82 als Mischröhre verwendet. Vergleicht man die Bilder 3b bis 3d miteinander, so kann kein wesentlicher subjektiver Unterschied festgestellt werden, wie es auch die oben angegebenen Rauschzahlen erwarten lassen. Lediglich im Bild 3d erscheinen die Begrenzungslinien der einzelnen Felder auf Grund eines unterschiedlichen Zeileneinsatzes etwas zerrissen. Das ist in der größeren Empfindlichkeit der Zeilensynchronisierschaltung gegen Rauschen u. a. Störungen begründet. Bild 3a dagegen beweist, daß die Einführung von steilen Spanngitterröhren erheblich zur Steigerung der rausch-

Fernsehempfänger

„TURNIER"

RAINER SEIDLER

Mitteilung aus dem VEB Rafena-Werke Radeberg



Mit der Geräteserie „Turnier" hat der VEB Rafena-Werke Radeberg eine neue Typenreihe geschaffen.
Der Empfänger „Turnier" ist ein Fernsehgerät der mittleren Leistungsklasse mit sehr guten Empfangseigenschaften. Das ausgesprochen servicegerechte Fernsehgerät besitzt jedoch außer der Bildgrößenstabilisierung und der automatischen Verstärkungsregelung keine zusätzlichen Automatikschaltungen. Durch die universelle Verwendbarkeit des Chassis mit verschiedenen Bedienungsteilen ist es möglich, mehrere Tisch- und Standgeräteausführungen mit Tunern in Gitterbasis- oder Kaskodeneingangsstufen zu fertigen.
Vorläufig wird der Empfänger in einer Tischgeräteausführung mit einer 43-cm-Bildröhre als „Turnier 12" geliefert.
Da im nächsten Jahr die Produktion der vollständigen Typenreihe vorgesehen ist, soll nachfolgend eine kurze Übersicht der Gerätebezeichnungen gegeben werden.

Geräte mit Gitterbasiseingangsstufe

Gerät	Ausführung	Bildröhrendiagonale
Turnier 12	Tischgerät	43 cm
Turnier 14	Tischgerät	47 cm
Turnier 16	Tischgerät	53 cm
Turnier 116	Standgerät	53 cm

Geräte mit Kaskodeneingangsstufe

Gerät	Ausführung	Bildröhrendiagonale
Turnier 2	Tischgerät	43 cm
Turnier 4	Tischgerät	47 cm
Turnier 6	Tischgerät	53 cm
Turnier 8	Tischgerät	59 cm

Diese Geräte werden auch nach der OIRT- und RTMA-Norm gefertigt.

Turnier 12, 14, 16 und 116

Tuner

Die Ausführung „Turnier 14" (Bild 1) enthält den neuen verbesserten Gitterbasistuner mit der Eingangsröhre PC 88 und der PCF 82 als Oszillator- und Mischröhre. Durch die steile rauscharme Spanngitterröhre wird eine Spannungsverstärkung von etwa 22 dB bei einer Rauschzahl von 7 kT_0 erreicht. Die Abstimmung erfolgt durchstimmbar kapazitiv im Band I und Band III, entsprechend der CCIR-Norm. Das von der Antenne gelieferte Eingangssignal wird über einen Symmetrietransformator von 240 Ω symmetrisch auf 60 Ω unsymmetrisch in die Gitterbasisstufe mit der PC 88 eingespeist. Der Transformator arbeitet nach dem Prinzip des Balunübertragers. Er besitzt eine sehr geringe Längsdämpfung bei einer genügend großen Bandbreite. Das Stehwellenverhältnis beträgt S = 2,5 über die Fernsehbänder I und III.

Die Abstimmung eines Vorkreises erübrigt sich, da durch den kleinen Eingangswiderstand der PC 88 der Kreis stark bedämpft wird und daher sehr breitbandig ist. Sp_{323} und C_{311} wirken am Eingang als ZF-Sperre, um Moiréstörungen zu beseitigen. Das durch die Gitterbasisstufe verstärkte Signal wird über C_{308} an den kapazitiv abstimmbaren Zwischenkreis $Sp_{318,\,319}$ gekoppelt. Durch die induktive Kopplung zum Gitterkreis, der ebenfalls kapazitiv abgestimmt wird, gelangt das Signal an das Gitter der additiven Mischstufe. Die Kreisinduktivitäten sind in Teilspulen aufgeteilt, die je nach Stellung des Drehkondensators und der damit gekoppelten Schaltnocke in Reihe oder parallel geschaltet werden Diese Ausführung ist erforderlich, da die geringe Kapazitätsvariation des Drehkonden-

---

Fortsetzung von Seite 37

begrenzten Empfindlichkeit von Fernsehempfängern beigetragen hat.
Als weiterer Vorteil kann die für alle Empfangsverhältnisse konstante Welligkeit s angesehen werden. Sie beträgt im Mittel im Band III $s \approx 1{,}4$ und im Band I $s \approx 2$ bei einer maximal zulässigen Welligkeit $s \leqq 3$. Bild 4 zeigt das Streufeld der Welligkeit s als Funktion der Empfangskanäle.
Die Zwischenfrequenzfestigkeit des Tuners wird durch einen Sperrkreis im Eingang erhöht. Unter Zwischenfrequenzfestigkeit, auch Zwischenfrequenz-Störverhältnis genannt, versteht man das Verhältnis von HF-Eingangspegel (bezogen auf Zwischenfrequenz-Bildträger) zu HF-Eingangspegel (bezogen auf Nutzkanal-Bildträger), wobei bei beiden Pegeln die gleiche Ausgangsspannung an den gesteuerten Elektroden der Bildröhre auftreten muß. Sie beträgt im Band I > 35 dB und im Band III > 50 dB.
Durch den Eingangsübertrager mit Doppellochkern auf Ferritbasis konnte eine günstige Symmetrie-Unsymmetriedämpfung erreicht werden. Sie beträgt im Band I etwa 56 dB, im Band III etwa 42 dB und liegt damit in der gleichen Größenordnung wie bei Kaskodeeingängen. Das bedeutet, daß ein unsymmetrisch einfallendes Störsignal (z. B. eine Mittelwellenstörfrequenz) gegenüber dem Nutzsignal bereits am Eingang um die o. g. Werte geschwächt wird.
Die Spannungsverstärkung vom Antenneneingang bis zum ZF-Anodenkreis (Z_{Kr} = 2 kΩ) beträgt in den Bändern I und III im Mittel v = 32 dB. Die Bandbreite der HF-Durchlaßkurve ist im Band I > 6,5 MHz und im Band III > 7 MHz, bezogen auf einen Spannungsabfall von 3 dB. Die Spannungsverstärkung bei Kaskodetunern beträgt im Mittel 40 dB.
Sehr günstig wirkt sich die kapazitive Abstimmung auch auf die Änderung der Oszillatorfrequenz bei Erwärmung des Tuners aus. Die maximale Abweichung liegt während des Einlaufs (t = 2 min bis t = 120 min) < 200 kHz bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C und einem ΔT von 30 °C (Bild 5).
Die Frequenzabweichung bei einer Änderung der Betriebsspannung von ± 10 % ist < 100 kHz.

Zusammenfassung

Abschließend kann festgestellt werden, daß das Prinzip der kapazitiv durchstimmbaren Abstimmung dem Trommelschalterprinzip in seiner elektrischen Funktion durchaus gleichwertig ist. In ökonomischer Hinsicht dagegen hat der durchstimmbare Tuner im Laufe einer mehrjährigen Produktion seine Überlegenheit gegenüber dem Schaltertuner eindeutig bewiesen. Bild 6 zeigt links den durchstimmbaren Tuner im Vergleich mit zwei Trommeltunern. Man erkennt deutlich das kleinere Volumen des durchstimmbaren Tuners.
Wenn auch im Hinblick auf die Verwendung dieser Tuner in Fernsehgeräten der mittleren und unteren Preisklasse in der Vorstufe die Gitterbasisschaltung gewählt wurde, so schließt das nicht aus, daß mit diesem Abstimmprinzip auch andere Schaltungsvarianten möglich sind.
Wie in allen Baustufen des Fernsehempfängers wird sich auch im Kanalwähler die Bestückung mit Transistoren durchsetzen. Die ersten Entwicklungsergebnisse in dieser Richtung zeigen, daß auch hier die kontinuierliche kapazitive Abstimmung mit Erfolg angewendet werden kann. Damit sind dem durchstimmbaren Tuner in der Zukunft große Perspektiven gegeben.

sators nicht ausreicht, um den gesamten Bereich Band I und Band III durchzustimmen. Die gleiche Art der Zu- und Abschaltung wird an Sp_{322} im Oszillatorkreis angewandt. Der Oszillator arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung. Durch die verschiedenen TK-Werte der Kondensatoren wird eine gute Temperaturkompensation des Oszillatorkreises erreicht. Der Oszillator schwingt jeweils um den Betrag des Bildzwischenfrequenzträgers höher als die abgestimmte Frequenz des Eingangssignals. Mit dem Trimmer C_{340} können Gleichlaufabweichungen bei Röhrenwechsel ausgeglichen werden. Die Ankopplung der Oszillatorspannung an das Mischgitter erfolgt lose über C_{314}. Die Mischverstärkung beträgt etwa 10 dB, so daß eine Gesamtspannungsverstärkung des Tuners von

$$V_{Tuner} = V_{Vorstufe} + V_{Mischstufe} = 22\ dB + 10\ dB = 32\ dB$$

erreicht wird.

Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt über Sp_{324}, die als erstes Halbglied des fußpunktgekoppelten Bandfilters wirkt.

Zur Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen der Deutschen Post wurden alle Zuführungen zum Tuner durch Kapazitäten, Drosseln oder Durchführungsfilter verriegelt, um ein Austreten der Oszillatorgrundfrequenz und deren Oberwelle zu verhindern.

Es wird an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß alle Reparaturen, speziell am Tuner, durch den Service nur so vorgenommen werden dürfen, daß der Originalzustand erhalten bleibt. Dabei ist besonders auf die Lage der Bauelemente zu achten. Da die Vorstufe nicht geregelt wird und um im Nahfeld Übersteuerungen der Mischstufe zu verhindern, ist ein Dämpfungsglied am Antennenanschluß vorhanden. Es wird durch R_{76}, R_{77}, R_{78} eine Dämpfung von 18 dB erreicht.

Die Antennenverblockung erfolgt durch die berührungsspannungssicheren Kondensatoren C_{42} und C_{43}.

Bild-ZF-Verstärker

Der Bild-ZF-Verstärker ist in drei bandfiltergekoppelten Verstärkerstufen aufgebaut. Die erste Stufe ist durch ein fußpunktgekoppeltes Filter an den ZF-Ausgang des Tuners angeschlossen.

Das erste Halbglied befindet sich im Tuner, das zweite Halbglied auf der ZF-Leiterplatte. Die Längsverbindung bildet eine 60-Ω-HF-Leitung. Dieser Kreis wird auf die Frequenz von etwa 36,4 MHz abgestimmt (Bandmitte). Mit der über C_{403} angekoppelten Tonfalle wird die Amplitude des Eigentonträgers auf einen Wert von 5 ··· 8% der Maximalamplitude gedämpft. Zwischen der ersten und zweiten Stufe befindet sich ein M-Filter. Dieses Filter mit seinen fußpunktgekoppelten Kreisen wird auf 35,5 MHz und 38,9 MHz abgeglichen. Durch die kapazitive Ankopplung der beiden Fallen von 31,9 MHz (Nachbarbild) und 40,4 MHz (Nachbarton) erreicht man eine sehr gute Selektion und Flankensteilheit.

Die zweite Stufe ist mit der dritten Stufe über ein Bandfilter gekoppelt. Dieses wird auf Bandmitte (36,4 MHz) abgeglichen. Die Kopplung läßt sich mit C_{422} einstellen. Im letzten Filter (Sp_{405} und Sp_{407}), dessen Kopplung induktiv regelbar ist, wird durch die Videodiode D_{401} das ZF-Signal demoduliert. R_{436} ist der Arbeitswiderstand der Diode. C_{430} wirkt als Ladekondensator. An der Diode entsteht außer der Videospannung noch eine Frequenz von 5,5 MHz als Differenzfrequenz zwischen Bild- und Tonträger.

Um an der Videodiode einen möglichst konstanten Spannungspegel zu erreichen, werden die erste und zweite ZF-Verstärkerröhre durch die an der Taströhre gewonnene Spannung geregelt (AVR).

Die dabei durch die Änderung der Eigenkapazitäten entstehende Verstimmung der Kreise wird durch Gegenkopplungswiderstände verhindert.

Das Schirmgitter der letzten Verstärkerröhre $Rö_{403}$ wird über R_{36} von der geteilten Boosterspannung gespeist. Dadurch wird eine Überlastung der Videodiode bei noch nicht geregelter ZF-Verstärkung während der Anlaufzeit beseitigt und gleichzeitig eine Anlaufbrummunterdrückung erreicht. Das Schirmgitter bekommt erst dann ein positives Potential, wenn die Horizontalendstufe bereits ihre Betriebsdaten erreicht hat. Zu dem Zeitpunkt setzt auch durch den Tastimpuls an $Rö_{501}$ die Regelung ein. Erst in diesem Augenblick wird $Rö_{403}$ leitend. Um die evtl. noch vorhandene Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz des Gitterbasistuners über die ZF-Auskopplung vollständig zu unterdrücken, wird am Eingang der ZF-Verstärkerleiterplatte eine λ/4-Stichleitung vorgesehen. Die ebenfalls am ZF-Eingang abgebrachte Drossel Dr_{402} verhindert evtl. auftretende Einschwingvorgänge.

Die Gruppenlaufzeit des Verstärkers beträgt ≦120 ns (Bild 2). Um bei den Geräten mit Kaskodetunern die verzögerte Regelung der Vorröhre zu erreichen, wird die Katoden-Bremsgitterstrecke der 1. ZF-Verstärkerröhre als Verzögerungsdiode verwendet.

Bild 3 zeigt die Durchlaßkurve des gesamten Bild-ZF-Verstärkers.

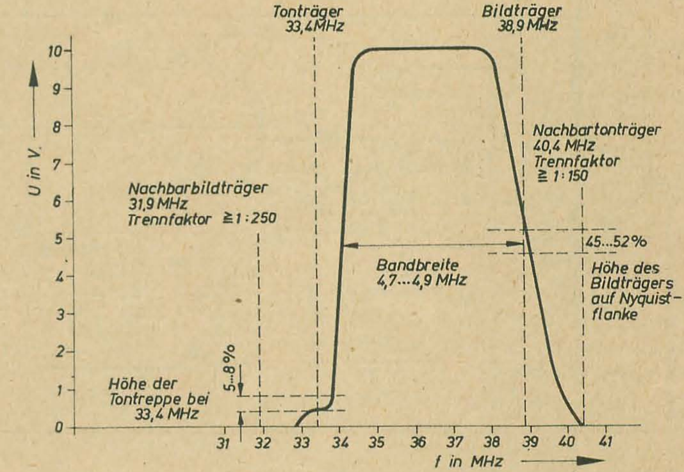
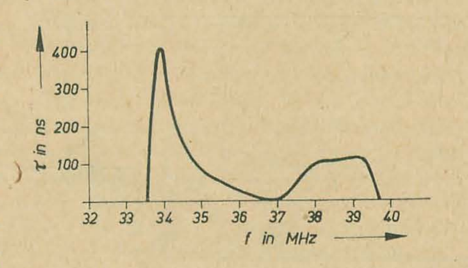


Bild 3: Durchlaßkurve des Bild-ZF-Verstärkers

Bild 2: Gruppenlaufzeit des ZF-Verstärkers



Videoverstärker

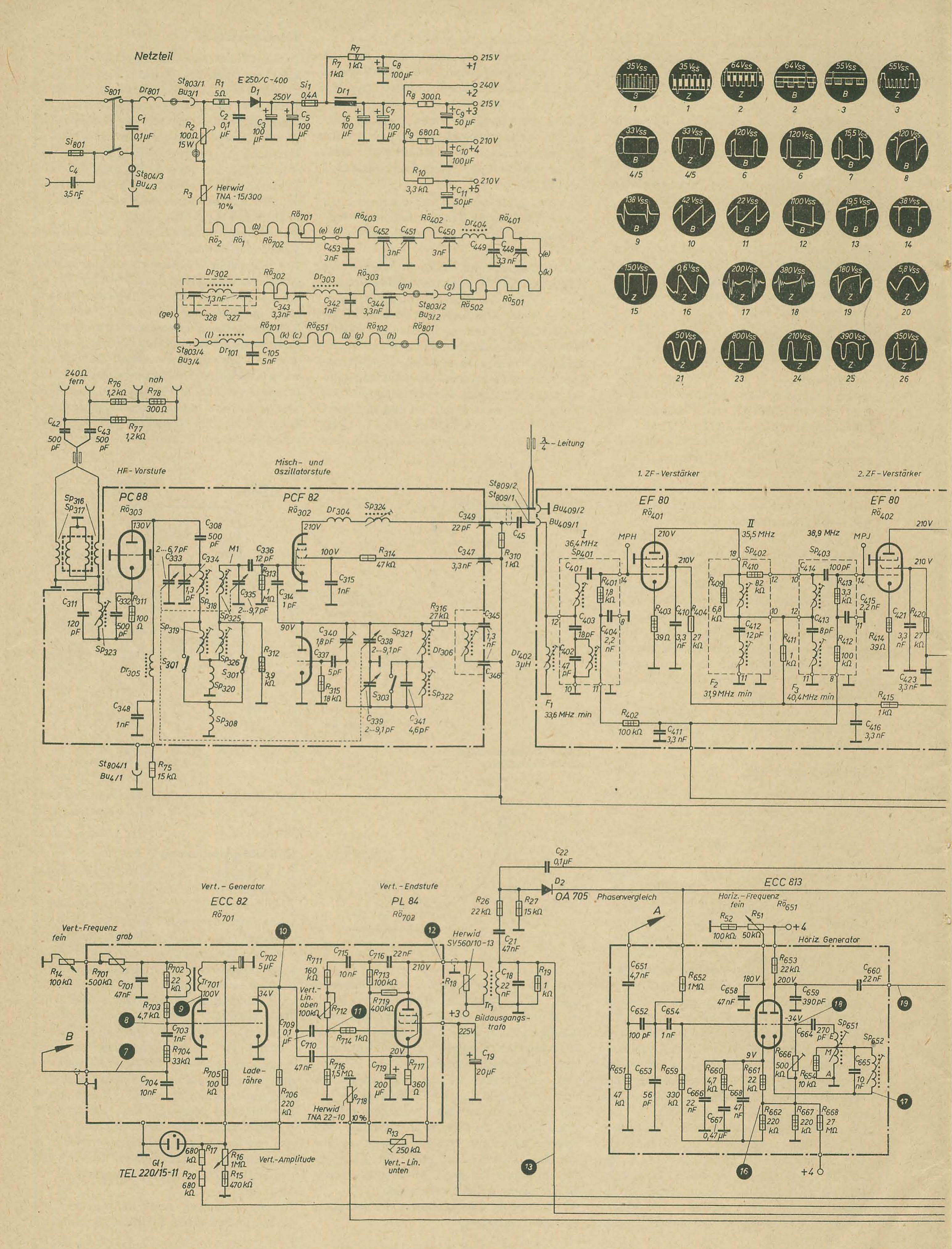
Das am Videodemodulator gewonnene BAS-Signal wird über Dr_{501} an das Gitter der Videoröhre gekoppelt. Durch das Pentodensystem der PCL 84 ($Rö_{501}$) wird eine Verstärkung des Videosignals von etwa 23 dB erreicht. Zur Steuerung der Katode der Bildröhre wird eine Spannung je nach eingestelltem Kontrast von etwa 20 V_{SS} bis etwa 80 V_{SS} benötigt. Die Kontrastregelung erfolgt durch Verschiebung des Arbeitspunktes am Gitter der Videoverstärkerröhre durch R_{57}.

Durch die galvanische Kopplung zwischen der Videodiode und der Katode der Bildröhre ist eine einwandfreie Schwarzpegelübertragung gewährleistet. R_{528} und C_{516} dienen zur Strahlstrombegrenzung. Da die Videoverstärkerröhre bei einer Bandbreite von 5 MHz eine hohe Verstärkung erzielen muß, wird der Einfluß schädlicher Kapazitäten durch sogenannte Korrekturdrosseln kompensiert. Die gleichzeitig als Wicklungsträger verwendeten Dämpfungswiderstände bestimmen die Amplitude und Breite der notwendigen Resonanzüberhöhung. Um den Tonträger von der Bildröhrensteuerung fernzuhalten, wird in die Katodenleitung ein Parallelresonanzkreis eingeschaltet, der auf 5,5 MHz abgestimmt ist (L_1, C_{517}).

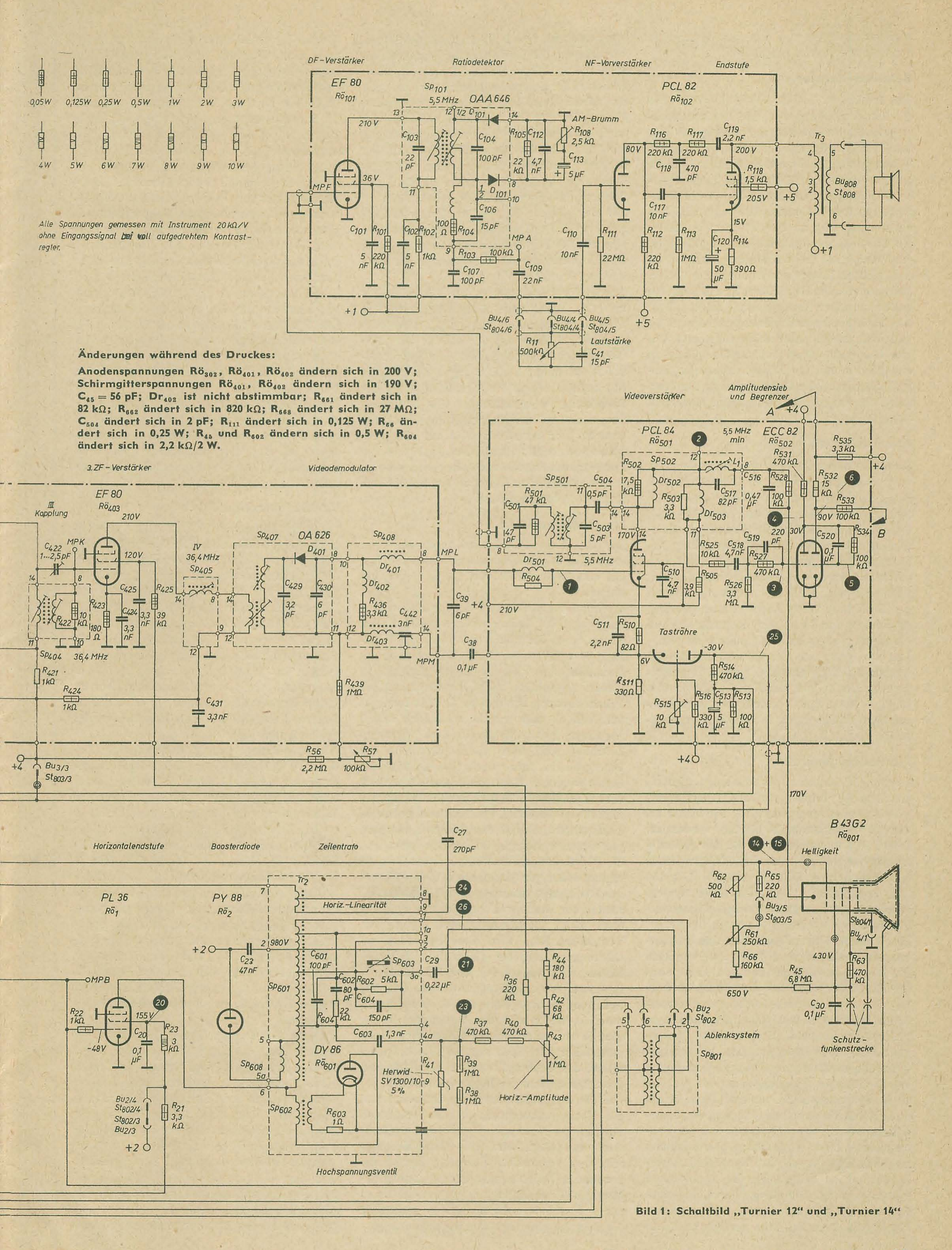
Bildröhrensteuerung

Die Katode der Bildröhre erhält das verstärkte Videosignal von der Anode der P(C)L 84. Die Helligkeitsregelung erfolgt durch die Gitterspannungsänderung der Bildröhre. Über den Grobregler R_{62} und den Helligkeitsregler R_{61} wird dem Wehneltzylinder eine positive Spannung zugeführt. Der Grobregler ist erforderlich, um bei voll aufgedrehtem Kontrastregler ohne Eingangssignal und voll aufgedrehtem Helligkeitsregler den zulässigen maximalen Strahlstrom von 400 μA einregeln zu können. Dadurch wird eine Überlastung der Hochspannungsventilröhre DY 86 verhindert. Da der Schirmgitterstrom sehr klein gegenüber dem Anodenstrom ist, wird der Katodenstrom der Bildröhre gemessen. Eine Leuchtpunktunterdrückung wird durch R_{45} und C_{30} im Schirmgitterzweig der Bildröhre erreicht. Die Spannung des Fokussiergitters G_4 wird über den Entkopplungswiderstand R_{63} vom G_2 entnommen.

Um Auswirkungen durch auftretende Überschläge im System der Bildröhre zu vermeiden,



Netzteil
S801
Dr801
St803/1
Bu3/1
R1 5Ω
E 250/C-400
D1
250V
Si1 0,4A
Dr1
R7 1kΩ
C8 100µF
215V +1
240V +2
215V +3
R8 300Ω
C9 50µF
R9 680Ω
210V +4
C10 100µF
R10 3,3kΩ
210V +5
C11 50µF
Si801
C1 0,1µF
C4 3,5nF
St804/3
Bu4/3
R2 100Ω 15W
C2 0,1µF
C3 100µF
C5 100µF
C6 100µF
C7 100µF
R3
Herwid TNA-15/300 10%
Rö701
Rö403
Rö402
Dr404
Rö401
Rö2
Rö1
Rö702
C453 3nF
C452 3nF
C451
C450 3nF
C449
C448 3,3nF
Dr302
Rö302
Dr303
Rö303
C328
C327
1,3nF
C343 3,3nF
C342 1nF
C344 3,3nF
St803/2
Bu3/2
Rö502
Rö501
Rö101
Rö651
Rö102
Rö801
St803/4
Bu3/4
Dr101
C105 5nF
240Ω fern
nah
R76 1,2kΩ
R78 300Ω
R77 1,2kΩ
C42 500pF
C43 500pF
HF-Vorstufe
Misch- und Oszillatorstufe
λ/4 - Leitung
1. ZF-Verstärker
2. ZF-Verstärker
PC 88
Rö303
PCF 82
Rö302
Dr304
Sp324
EF 80
Rö401
EF 80
Rö402
Sp316
Sp317
C308 500pF
M1
C336 12pF
C333 2...6,7pF
C334
R313 1MΩ
C314 1pF
R314 47kΩ
C315 1nF
C349 22pF
C347 3,3nF
St809/2
St809/1
Bu409/2
Bu409/1
C45
R310 1kΩ
C311 120pF
C332 500pF
R311 100Ω
Sp323
Sp318
C335 2...9,7pF
Sp325
Sp319
Sp326
S301
Sp320
R312 3,9kΩ
Sp308
Dr305
C348 1nF
C340 1,8pF
C337 5pF
C338 2...9,1pF
Sp321
R316 27kΩ
Dr306
C345 1,3nF
C346
R315 18kΩ
S303
Sp322
C339 2...9,1pF
C341 4,6pF
St804/1
Bu4/1
R75 15kΩ
36,4 MHz
Sp401
MPH
35,5 MHz
38,9 MHz
MPJ
Sp402
Sp403
C401
R401 1,8kΩ
C403 18pF
C404 2,2nF
C402 47pF
Dr402 3µH
F1 33,6 MHz min
R403 39Ω
C410 3,3nF
R404 27kΩ
R410 82kΩ
R409 6,8kΩ
C412 12pF
R411 1kΩ
F2 31,9 MHz min
C414 100pF
R413 3,3kΩ
C413 8pF
R412 100kΩ
F3 40,4 MHz min
C415 2,2nF
R414 39Ω
C421 3,3nF
R420 27kΩ
C423 3,3nF
R415 1kΩ
C416 3,3nF
R402 100kΩ
C411 3,3nF
Vert.-Generator
ECC 82
Rö701
Vert.-Endstufe
PL 84
Rö702
C22 0,1µF
D2
OA 705
Phasenvergleich
ECC 813
Rö651
R26 22kΩ
R27 15kΩ
C21 47nF
Vert.-Frequenz fein grob
R14 100kΩ
R701 500kΩ
C701 47nF
R702 22kΩ
Tr701
C702 5µF
R703 4,7kΩ
100V
34V
C703 1nF
R704 33kΩ
C704 10nF
R705 100kΩ
Laderöhre
R706 220kΩ
R711 160kΩ
C715 10nF
C716 22nF
R713 100kΩ
Vert.-Lin. oben
R712 100kΩ
R719 400kΩ
C709 0,1µF
C710 47nF
R714 1kΩ
R716 1,5MΩ
Herwid TNA 22-10 10%
R718
C719 200µF
R717 360Ω
20V
Herwid SV560/10-13
R18
Tr1
Bildausgangstrafo
C18 22nF
R19 1kΩ
C19 20µF
225V
R13 250kΩ
Vert.-Lin. unten
Gl1
TEL 220/15-11
R17 680kΩ
R16 1MΩ
R15 470kΩ
R20 680kΩ
Vert.-Amplitude
Horiz.-Frequenz fein
R52 100kΩ
R51 50kΩ
Horiz. Generator
C651 4,7nF
R652 1MΩ
R653 22kΩ
C658 47nF
180V
200V
C659 390pF
C660 22nF
C652 100pF
C654 1nF
-34V
C664 270pF
Sp651
Sp652
R666 500kΩ
R654 10kΩ
C665 10nF
R651 47kΩ
C653 56pF
R659 330kΩ
R660 4,7kΩ
C666 22nF
C668 47nF
R661 22kΩ
9V
C667 0,47µF
R662 220kΩ
R667 220kΩ
R668 27MΩ



Änderungen während des Druckes:

Anodenspannungen $Rö_{302}$, $Rö_{401}$, $Rö_{402}$ ändern sich in 200 V; Schirmgitterspannungen $Rö_{401}$, $Rö_{402}$ ändern sich in 190 V; C_{45} = 56 pF; Dr_{402} ist nicht abstimmbar; R_{661} ändert sich in 82 kΩ; R_{662} ändert sich in 820 kΩ; R_{668} ändert sich in 27 MΩ; C_{504} ändert sich in 2 pF; R_{111} ändert sich in 0,125 W; R_{66} ändert sich in 0,25 W; R_{45} und R_{602} ändern sich in 0,5 W; R_{604} ändert sich in 2,2 kΩ/2 W.

Bild 1: Schaltbild „Turnier 12" und „Turnier 14"

wird zwischen G_2 und G_4 gegen Masse eine Schutzfunkenstrecke geschaltet.

Getastete Regelung

Die Anode der Taströhre PCL 84 erhält über die Zusatzwicklung 8-9 des Horizontalausgangstrafos positive Impulse von etwa 250 V_{ss}. Die Katode wird durch die an R_{511} entstehende Videospannung gesteuert. Bestimmend für die an der Anode durch Gleichrichtung entstehende Regelspannung ist die Größe der Horizontalsynchronisationsimpulse und die Momentanspannung an der Katode. Je größer die Eingangsspannung ist, um so größer ist das Videosignal und um so größer das Potential zwischen Katode und Anode der in Gitterbasis arbeitenden Regelröhre. Es entsteht eine größere negative Regelspannung an R_{514}, R_{513}. Die Zwischenfrequenzverstärkerstufen $Rö_{401}$ und $Rö_{402}$ werden dann weiter zugeregelt. Um eine bestimmte Grundkontrasteinstellung zu ermöglichen und um Röhrenstreuungen auszugleichen, wird die Gitterspannung der Taströhre über einen regelbaren Teiler eingestellt (R_{512}, R_{516}).

Amplitudensieb

Die Abtrennung der Synchronisationsimpulse vom Bildinhalt erfolgt im Amplitudensieb $Rö_{502}$ (ECC 82). Vor dem Gitter des ersten Systems liegt ein Störbegrenzerglied R_{527}, C_{519}. Durch dieses wird der Einfluß von kurzzeitigen Störimpulsen verhindert. Der Arbeitspunkt des Amplitudensiebes stellt sich selbsttätig durch die Aufladung von C_{518} ein. Durch die geringe Anodenspannung bewirkt der Bildinhalt keine Anodenstromsteuerung. Es werden nur die in den Steuerbereich reichenden Synchronisationsimpulse verstärkt.
Das zweite System der ECC 82 arbeitet als Synchronisationsverstärker und Impulsbegrenzer. Die Teilung der Horizontalsynchronimpulse von den Vertikalsynchronisationsimpulsen erfolgt durch Integration der Vertikalimpulse an R_{533}, C_{704}.

Horizontalgenerator

Der für die Steuerung der Horizontalendstufe erforderliche Impuls wird in einer Sperrschwingerschaltung gewonnen. Die bisher bei der 70°-Ablenktechnik hierfür verwendete Röhre ECC 82 wurde durch die den Anforderungen der 110°-Ablenktechnik entsprechende leistungsstärkere ECC 813 ersetzt ($U \geqq 150$ V_{ss}, Sperrflanke $\leqq 3\,\mu s$). Das erste System arbeitet als unsymmetrische Phasenvergleichsstufe.
Eine indirekte Synchronisation des Horizontalsperrschwingers wird durch den Vergleich des über R_{652} entnommenen Sägezahnimpulses mit der Phasenlage des am Punkt A über C_{651}, C_{652} ankommenden Horizontalsynchronisationsimpulses an dem Gitter der Phasenvergleichsröhre erreicht. Besteht eine Phasengleichheit der beiden Impulse, so entsteht durch die resultierende Gittergleichspannung ein bestimmter Katodenstrom, der an R_{667} einen Spannungsabfall erzeugt. Diese Spannung bildet die Grundvorspannung des Sperrschwingers. Er schwingt dabei auf der Sollfrequenz. Tritt eine Phasenverschiebung zwischen Eigenimpuls und Synchronisationsimpuls auf, so ändert sich die resultierende Gitterspannung. Der Strom durch das erste System der ECC 813 ändert wieder seinen Wert, so daß an R_{667} eine veränderte Spannung entsteht, die als Sperrschwinger-Grundvorspannung die Eigenfrequenz verändert, bis wieder eine Phasengleichheit erreicht wird. Schwingt der Sperrschwinger zu hoch, so wird der Strom durch die Phasenvergleichsröhre kleiner. Der positive Spannungsabfall an R_{667} wird geringer; die Sperrschwingerfrequenz wird tiefer. Ist die Generatorfrequenz zu tief, so wird die von der Phasenvergleichsröhre gelieferte Regelspannung positiver und die Kippfrequenz des Sperrschwingers erhöht sich.
Mit dem Regler R_{666} als Gitterableitwiderstand wird die Grobfrequenz des Generators geregelt. Die Feinabstimmung geschieht durch eine Regelung der Anodenspannung der Phasenvergleichsröhre.
Durch die Überlagerung der Entladekurve von C_{664}, durch eine Sinusschwingung des Stabilisierungskreises Sp_{652}, C_{665}, wird eine verbesserte Sperrung der Röhre vor dem Öffnungspunkt gewährleistet. Die Synchronisation ist damit stabiler gegen auftretende Störimpulse. Durch die Eigenschwingung des Sinuskreises wird außerdem eine Netzspannungsstabilität der Sperrschwingerschaltung erreicht. Der Sinuskreis wird auf eine Frequenz von 19 kHz abgeglichen.
Der Sägezahnimpuls wird über R_{653} an C_{659} gewonnen und über C_{660} dem Gitter der Horizontalendröhre zugeführt.

Horizontalendstufe

Das Gitter der PL 36 wird durch den eben erwähnten Sägezahnimpuls von etwa 160 V_{ss}, mit einer Sperrflanke von $\leqq 3\,\mu s$ Dauer, gesteuert.
Während des positiven Teils der Steuerspannung wird die Zeilenendröhre geöffnet. Der Strom durch die Röhre und durch die Wicklung 6-5a steigt an. Nach Erreichen seines Maximalwertes wird die Röhre gesperrt. In diesem Augenblick bricht der Strom an der Primärwicklung zusammen. Er fällt zunächst auf Null ab und erreicht schließlich seinen negativen Maximalwert. In dem folgenden Zeitraum wird über die Boosterdiode der Boosterkondensator nachgeladen, bis der Strom wieder Null ist. In diesem Augenblick wird die Röhre PL 36 wieder leitend und übernimmt den Stromfluß von Null zum positiven Maximalwert. Durch den Wechsel zwischen gespeicherter Energie im Ablenksystem und im Boosterkondensator entsteht ein linearer sägezahnförmiger Stromverlauf. Die während des Rücklaufes entstehende Spannungsspitze wird in der Hochspannungswicklung Sp_{602} auf etwa 15 kV hochtransformiert. Durch die Ventilröhre $Rö_{601}$ wird diese Spannung am Glättungskondensator (Kapazität zwischen Innen- und Außenbelag der Bildröhre) gespeichert. Die am Kondensator C_{33} liegende Spannung beträgt etwa 800 V. Diese Spannung in Reihe mit der Schienenspannung wird je nach erforderlicher Höhe durch Spannungsteiler zur Speisung des Vertikalgenerators, des Schirmgitters der Bildröhre und des Schirmgitters der $Rö_{403}$ verwendet.
Um die Anodenspannung der Bildröhre und die Horizontalamplitude in den zulässigen Grenzen der Netzspannungsschwankung konstant zu halten, wird eine Stabilisierungsschaltung verwendet. Über C_{603} werden die gewonnene Zeilenimpulse dem spannungsabhängigen Widerstand R_{41} zugeführt. Auf Grund seiner Kennlinie entsteht je nach Amplitude der Impulse eine negative Regelspannung. Die an R_{41} entstehende negative Regelspannung wird über die Gitterwiderstände R_{38}, R_{39} zur Regelung der PL 36 verwendet. Tritt eine Erhöhung der Schienenspannung ein, so steigt die Leistung der Horizontalendstufe, die Impulse vergrößern sich und somit auch die an R_{41} entstehende Regelspannung. Der umgekehrte Vorgang entsteht bei Netzspannungsverringerung.
Um einen einwandfreien zeitlinearen Zeilenhinlauf zu gewährleisten, wird in den Ablenkkreis eine Linearitätsspule Sp_{603} geschaltet. Dieses bewirkt durch die feldabhängige Permeabilität eines Ferrites eine Beeinflussung des Stromverlaufes. Durch den abstimmbaren Ferritkern ist die Einstellung eines min. Linearitätsfehlers möglich. Der Widerstand R_{602} dient zur Eigenschwingungsbedämpfung.
Der Zeilenrücklaufimpuls an der Wicklung 7-8 von etwa 200 V_{ss} und einer Impulszeit von etwa 14 μs (22%) wird über D_2 und C_{22} zur Rücklaufdunkeltastung am Steuergitter der Bildröhre geführt.
Damit die Röhren PL 84 und PL 36 und die Ausgangstransformatoren nicht überlastet werden, wenn das Ablenksystem nicht angesteckt ist, sind die Schirmgitter über einen Schutzkontakt an die erforderliche Schienenspannung angeschlossen.

Vertikalablenkstufe

Das erste System der ECC 82 ($Rö_{701}$) arbeitet als Impulsgenerator. In einer Sperrschwingerschaltung wird ein Impuls erzeugt, der durch die galvanische Gitterkopplung das zweite System der ECC 82 steuert. Mit dem Fein- und Grobfrequenzregler R_{14} sowie R_{701} und C_{702} wird die Gitterzeitkonstante gebildet, die die Impulsfolgefrequenz bestimmt. R_{702} dient als Bedämpfungswiderstand gegen Eigenschwingungen des Transformatorkreises. Die Generatorröhre wird mit positiven Impulsen am Gitter direkt synchronisiert. Der erforderliche Sägezahn entsteht durch die Impulssteuerung der Laderöhre über R_{706} an C_{710}.
Die Amplitudenregelung im zweiten System der ECC 82 hat den Vorteil, daß der Vertikalgenerator mit gleichbleibenden Betriebswerten schwingt. Das bedeutet, daß beim Regeln der Bildamplitude die Vertikalfrequenz konstant bleibt. Durch die Spannungsversorgung des Generators und der Laderöhre mit einer stabilisierten Spannung, die durch eine Glimmlampe gewonnen wird, wird eine einwandfreie Bildhöhenstabilisierung erreicht. Die für eine lineare Stromübertragung erforderliche parabolische Vorverzerrung wird durch die Spannungsgegenkopplung der Endstufe erreicht. Mit dem Regler R_{712} kann der Verlauf der Vertikalablenkung am Anfang beeinflußt werden, d. h. der obere Bildteil. Mit dem Regler R_{13} wird der untere Teil des Bildes korrigiert.
Da die Bildflächenwölbung besonders bei Weitwinkelablenkung (110°) nicht der Kugel um den Ablenkmittelpunkt entspricht, treten bei zeitlinearer Änderung des Ablenkfeldes an den Randzonen der Schirmfläche Linearitätsfehler des Bildes auf. Um diese Dehnung zu beseitigen, wird die Stromform in horizontaler und vertikaler Richtung S-förmig verzerrt (Tangensfehlerkompensation). Dies geschieht überwiegend durch den Widerstand R_{719} und bei der Horizontalablenkung mit dem im Ablenkkreis liegenden C_{29}.
Die während des Bildrücklaufes am Bildaus-

gangstransformator entstehende Spannungsspitze von etwa 1800 V_{SS} wird durch den Halbleiterwiderstand R_{18} auf etwa 700 V_{SS} herabgesetzt. Die Bildrücklaufdunkeltastung erfolgt über C_{21}, R_{26}, C_{22} direkt zum G_1 der Bildröhre.
Die speziell bei Vertikalchassis entstehende Erwärmung der Ablenkspulen und die damit verbundene Erhöhung des Kupferwiderstandes des Ablenkkreises wird durch R_{718} kompensiert. Aus Servicegründen wird dieser Widerstand nicht in das Ablenksystem eingefügt, sondern im Gerät an einer Stelle angebracht, an der die gleiche Temperaturkurve besteht wie im Ablenksystem.

DF-NF-Stufen

Durch die Auskopplung der Ton-Zwischenfrequenz von 5,5 MHz an Sp_{501} nach der Videoendstufe ist es möglich, durch eine einzige Ton-Zwischenfrequenzverstärkerstufe eine genügend hohe Verstärkung zu erreichen. Diese Stufe arbeitet gleichzeitig als Begrenzer. Die Auskopplung erfolgt durch eine kleine Kapazität von 2,5 pF, um die Videocharakteristik und die Videobandbreite nicht wesentlich zu beeinflussen. Die Ton-Demodulation erfolgt durch einen Ratiodetektor. Der Diodenarbeitswiderstand R_{105} muß, um einen genauen Nullabgleich des Ratiodetektors durchführen zu können, beim Abgleich mit zwei 200-kΩ-Widerständen in Mittelpunktschaltung symmetriert werden. Die Einstellung der max. AM-Unterdrückung erfolgt durch den Regler R_{106}. Nach der Demodulation wird das NF-Signal über den Lautstärkeregler dem Triodengitter von $Rö_{103}$ zugeführt und vorverstärkt. Die NF-Stufe gewährleistet eine Ausgangsleistung von 2 W und besitzt eine frequenzabhängige Spannungsgegenkopplung.
Der Frequenzbereich der NF-Stufe umfaßt 60 ··· 12000 Hz bei einem Klirrfaktor von $\leqq$10%. Die NF-Brummspannung beträgt $\leqq$6 mV.

Stromversorgungsteil

Der „Turnier" ist ein Wechselstromgerät ohne Netztrennung mit einer Leistungsaufnahme von etwa 160 W. Der Netzeingang ist mit einer 1-A-Sicherung einpolig abgesichert. Um die Störspannungsbedingungen der Deutschen Post zu erfüllen, wird der Netzeingang durch C_1, Dr_{801} und C_2 in Form eines π-Filters verdrosselt. C_2 dient dabei gleichzeitig als Spannungsspitzenschutz vor dem Gleichrichter Gr_1. Der Vorwiderstand R_1 wirkt als Schutzwiderstand gegen eine Überlastung des Gleichrichters.
R_2 ermöglicht als einstellbarer Hochlastwiderstand die genaue Einstellung des Heizstromes bei der Prüfung des Gerätes im Prüffeld und beim Service. Der Thermistor R_3 unterdrückt die im kalten Zustand entstehende Einschaltstromspitze. Die Reihenfolge der Röhren in der Heizkette ist so festgelegt, daß brummempfindliche Röhren an das Masseende gelegt werden.

Mechanischer Aufbau und Bedienungselemente

Das Gerät enthält ein Grundchassis mit fünf Leiterplatten in gedruckter Schaltungstechnik (Bild 4). Dieses Chassis wurde bereits beim Gerät „Stadion" verwendet. Der Bedienungsteil wird getrennt vom Chassis im Gehäuse befestigt. Sämtliche nicht am Chassis befestigten Einbauteile können durch Steckverbindungen gelöst werden. Bei diesem Gerät wird erstmalig für das Chassis eine Schwenkkonstruktion angewandt. Durch Lösen einer einzigen Schraube läßt sich ebenfalls das Bedienungsfeld aus dem Gehäuse heben.
Sämtliche Hochlastwiderstände werden zwischen zwei tauchgelöteten Lötleisten angeordnet. Durch das Einstecken der Anschlußdrähte in die Hohlniete und das Einhängen in Lötfahnen ist die Gefahr des Selbstauslötens bei gestörtem Betrieb nicht vorhanden. Die Zeilengenerator-Leiterplatte ist durch das Chassis auf der Leiterzugseite verdeckt. Die Anschlußdrähte werden lang gehalten, damit nach dem Auflöten der Massebefestigungspunkte Messungen oder Reparaturen vorgenommen werden können. Die Antennenanschlußplatte besitzt bei den Geräten mit durchstimmbarem Kanalwähler (Gitterbasistuner) zwei Eingangsbuchsenpaare für den Anschluß einer 240-Ω-Antennenleistung. Das linke Buchsenpaar dient zum Fernempfang. Um Übersteuerungserscheinungen im Nahfeld des Senders zu vermeiden, liegt vor dem rechten Buchsenpaar ein Dämpfungsglied.

Technische Daten „Turnier 12"

Netzspannung:	220 V~ 50 Hz
Leistungsaufnahme:	160 W
Sicherungen:	1 × 1 A; 1 × 0,4 A
Antennenanschluß:	240 Ω, symmetrisch
Empfangsbereich:	11 Kanäle nach CCIR-Norm durchstimmbar
Zwischenfrequenz:	Bildträger 38,9 MHz Tonträger 33,4 MHz Differenzton 5,5 MHz
Empfindlichkeit:	$\leqq$ 400 µV bei 20 dB Rauschabstand an 240 Ω
ZF-Gleichrichter	Germaniumdioden für Bild- und Ton-ZF
Synchronisation für Bild:	direkt, Integration
für Zeile:	indirekt, Phasenvergleich
Bildgröße:	270 × 360 mm
Zeilenzahl:	625
Bildwechsel:	25 Bilder/s
Tonausgangsleistung:	$\geqq$ 1,5 W bei 8% Klirrfaktor
Lautsprecher:	1,5-W-Breitbandlautsprecher
Fokussierung:	elektrostatisch
Ablenkwinkel:	110°
Anzahl der Röhren:	16 und 5 Halbleiter
Röhrenfunktionen:	27
Abmessungen in mm:	550 × 447 × 336
Gewicht:	etwa 22,5 kp

Die im Gerät entstehende Wärme kann durch die Schachtwirkung der oben und unten gelochten Kastenrückwand gut entweichen. Die Kanalanzeige erfolgt durch eine Skalenscheibe, deren Zahlen durch ein Blendenfenster sichtbar sind. Bei der Ausführung mit Kaskodenkanalwähler ist der eingestellte Kanal aus der Knopfstellung ersichtlich.
Alle Gerätetypen mit Kaskodenkanalwähler sind für den späteren Einbau eines UHF-Empfangsteiles vorbereitet. Die Umschaltung von VHF auf UHF und die Netzschaltung erfolgen durch Tastenschalter.
Die Bildröhre wird an der Bildblende durch einen speziellen Gummiring abgedichtet, damit wird das vorwiegend durch statische Aufladung hervorgerufene Eindringen von Staub und Rauch verhindert.
Die Schallabstrahlung erfolgt bei „Turnier 12" und „Turnier 14" seitlich durch einen Breitbandlautsprecher. Die Geräte „Turnier 2" und „Turnier 4" besitzen außerdem einen Höhenleittrichter. Mit diesem wird durch den seitlich angebrachten Lautsprecher gleichzeitig eine Abstrahlung der hohen Frequenzen nach vorn erreicht.
Alle Tischgerätetypen mit 53-cm- und 59-cm-Bildröhren besitzen einen 3-W-Breitbandlautsprecher an der Seite und einen 1-W-Hochtonlautsprecher nach vorn.

Turnier 2, 4, 6 und 8

Diese Geräte besitzen einen Kanalwähler mit Kaskodeneingangsteil. Es wurden damit noch bessere Verstärkungswerte bei sehr kleinen Rauschspannungen erreicht.
Der mit zehn umschaltbaren Kanälen ausgestattete Tuner entspricht im wesentlichen dem in radio und fernsehen 12 (1963) H. 12 beschriebenen Kaskodetuner des Gerätes „Stadion". Da im „Turnier" keine automatische Oszillatorfeinabstimmung vorhanden ist, wird auf eine Diodenabstimmung der Oszillatorfrequenz verzichtet. Die Abstimmung wird mechanisch durch einen kapazitätsverändernden Schieber erreicht.
Die rauscharme Vorstufenröhre wird durch die an der Taströhre gewonnene Regelspannung geregelt. Da beim späteren Einbau eines UHF-Tuners sämtliche Kanalwählerröhren geheizt werden und durch den Umschalter die Anodenspannung des nicht betriebenen Tuners abgeschaltet wird, ist der Umschalter mit einem Hochohmwiderstand überbrückt, um eine Katodenverhärtung zu vermeiden.

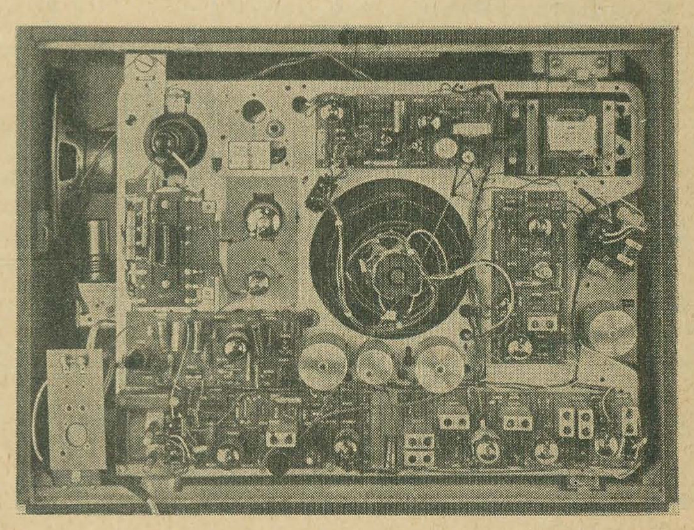


Bild 4: Schaltungsaufbau des „Turnier 12"

Tabelle der Rundfunkempfängerproduktion 1964 der DDR

Hersteller und Typ	Geräteart	Stromversorgung	Wellenbereiche	Kreise AM/FM	Röhren- bzw. Transistorbestückung (einschl. Gleichr.)	Anzahl der Lautspr.	Ausgangsleistung W	Gehäuseausführung	Gehäuseabmessungen mm	Gewicht kp	Preis DM	Besonderheiten
VEB Stern-Radio Berlin												
T 100/101	Taschenempfänger	4×1,5-V-EAat-Zelle mit Heizcharakteristik	K, M, L	6/—	OC 170, 2×OC 871, 2×OC 811, 2×OC 821, 2×OA 625¹)	1	≈0,15	Polystyrol	155×91×46	0,530 m. Batt.	270,— Zusatzbox TZ 10 75,—	Gegentakt-B-Endstufe; Anschlüsse für Schaltuhr, TA, Ohrhörer, 2. Lautspr. bei automat. Abschaltung des eingeb. Lautspr., Ferritantenne
T 120 „Mikki"	Taschenempfänger	2×1,5-V-EAat-Zelle mit Heizcharakteristik	M	5/—	OC 882, 2×OC 871, 2×OC 870, 2×OC 821, 2×OA 625¹)	1	0,05	Polystyrol rückseitige Aufstellvorricht.	95×61×27	≈0,190 o. Batt.	155,— mit Tragetasche	Gegentakt-B-Endstufe; eisenlose Endstufe, Anschluß für Ohrhörer, unzerbrechliche Skalenlupe, Ferritant.
A 100—4 „Berlin"	Autosuper	Autobatterie 6 oder 12 V	M, L	8/—	OC 871, 3×OC169, OC 811, OC 821, 2 ×OC 26, 2×OA 625¹)	1	≧2,5	Stahlblech	Einblockempfänger 105×75×130	≈2,0	400,—	Gegentakt-B-Endstufe; abstimmbare HF-Vorstufe, Ferrovariometerabstimmung; Anschluß für Zweit- und Campinglautspr.; Flutlichtskala; Klangblende; Bereichswahl durch Schiebetaste; einfache Spannungs- und Polaritätsumschaltung
A 110	Autoportable	als Portable 4×1,5-V-EAat-Zellen mit Heizcharakteristik (als Autosuper Autobatterie 6 oder 12 V)	M, L	7/—	2×OC 882a, 2×OC 871, 2 × OC 816, 2-OC 821 Kassette: 2-OC 1016¹)	1 (Portable) 1 (Kassette)	0,15 (bei Portable) ≧2,5 (bei Autosuper)	Portable: Polystyrol Kassette: Stahlblech	Portable: 152×57×162 Kassette: 190×70×180	Portable: 1,6 A 110 komplett: ≈3	498,90	Gegentakt-B-Endstufe; abstimmbare HF-Vorstufe; Variometer- und Drehkoabstimmung; Anschluß für Zweit- und Campinglautspr.; Klangschalter für Sprache und Musik; Bereichswahl durch Schiebetaste; einfache Spannungs- und Polaritätsumschaltung
Stern IV	Koffergerät	5×1,5-V-Monozellen	K, M, L	7/—	OC 170, 2×OC 871, OC 817, OC 816, 2×OC 821, 2×OA 625¹)	1	≧0,25	Holz mit Kunstlederbezug und Plasteinsatz (Ober- und Unterteil)	293×202×97	2,9 m. Batt.	370,—	Gegentakt-B-Endstufe; Ferritant.; Teleskopant.; Klangschalter für Musik und Sprache; Anschluß 2. Lautsprecher
conbrio	schnurloser Heimempfänger	6×1,5-V-Monozellen Netzbetrieb mit einsetzbarem Netzteil möglich	a) U (CCIR), K, M, L b) U (RTMA), K, M, L c) U (OIRT), K, M, L d) K I, K II, M, L e) K I, K II, K III, M	7/11 bzw. 7/—	2×AF 116, 2×OC 881, OC 870, 2×OC 74, 2×OC 816, 2×OA 625 (AM), 2×OA 647 (FM)¹)	1	≧1	Holz	≈425×130×200		500,—	Gegentakt-B-Endstufe; getr. Höhen- und Tiefenregl.; ausziehb. Doppelteleskopant. für U und K; Kurzwellenfeinabstimmung; Anschlüsse TA, TB, 2. Lautspr., einsetzbarer Netzteil; Fertigung ab IV. Quartal 1964 vorgesehen
R 110 „Vagant" R 110 „Stern 64"	Kofferempfänger	2×4,5-V-Flachbatterien oder 6×1,5-V-Babyzellen einsetzbarer Netzteil	a) U (CCIR), K, M, L b) U (RTMA), K, M, L c) U (OIRT), K, M, L d) K I, K II, M, L e) K I, K II, K III, M	7/11 bzw. 7/—	2×AF 116, 2×OC 881, OC 870, 2×OC 74, 2×OC 816, 2×OA 625 (AM), 2×OA 647 (FM)¹)	1	≧1	Holz mit Kunstlederbezug Polystyrol	≈266 ×156×80	≈3 m. Batt.	AM-Variante 410,— AM/FM-Variante 470,—	*Besonderheiten der AM-Varianten:* Gegentakt-B-Endstufe; getr. Höhen- und Tiefenregl.; Ferritant.; ausziehb. und schwenkb. Teleskopant.; Bandspreizung und Feinabstimmung durch KW-Lupe für KW-Ber.; kurzzeitig schaltbare Skalenbeleucht.; Abstimmanzeige mit Illuminator; Anschlüsse TA, TB, Ohrhörer oder 2. Lautspr., Netzteil (als zusätzlicher einsetzbarer Zubehörteil vorgesehen); Fertigung ab III. Quartal 1964 vorgesehen. *Besonderheiten der AM/FM-Varianten:* Gegentakt-B-Endstufe; getr. Höhen- und Tiefenregl.; Ferritant.; ausziehb. Teleskopant.; ausziehb. UKW-Dipol-Teleskopant.; kurzzeitig schaltbare Skalenbeleuchtung; Anschlüsse TA, TB, Ohrhörer oder 2. Lautspr., Netzteil (als zusätzlicher einsetzbarer Zubehörteil vorgesehen), Autoantenne; Fertigung ab II. Quartal 1964 vorgesehen. Die Produktion mit dem Plastgehäuse ist ab IV. Quartal 1964 vorgesehen.

VEB Stern-Radio Sonneberg												
Weimar 4680 und Weimar 5040 A	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/220/240 V 50 Hz ≈40 VA	U, K, M, L	6/10	ECC 85, ECH 81, EBF 89, EABC 80, EL 84, EM 80, EZ 80	1		hochglanzpol. Holzgehäuse	620×325×255	13	425,— 430,—	getr. Höhen- und Tiefenregl.; Gehäusedipol; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB
Jena 5020 und Saalburg 5050 A	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/220/240 V 50 Hz ≈40 VA	U, K, M, L	6/10	ECC 85, ECH 81, EABC 80, EL 84, EM 80, EZ 80	1		hochglanzpol. Edelholzgeh.	520×280×220	9	410,— 415,—	Höhenregler; Gehäusedipol; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB
Jalta 506 und Varna 473 Jalta 5060 und Varna 4730 C	Tischgerät	Allstrom 220 V, ≈30 VA	U, K, M, L	6/10	UCC 85, UCH 81, UBF 89, UCL 82, UY 82, OAA 646, UY 82	1		Polystyrol hochglanzpol. Edelholzgeh.	350×150×160	4	282,— 282,— 293,— 293,—	Hilfsantenne Fertigung ab I. Quartal 1964 vorgesehen
Ilmenau T 4790 B und Ilmenau T 5100	Tischgerät	Batterie 4 1,5-V-Monozellen 14/120 mA	K I, K II, M, L	8/—	AF 115, 2×OC 870, 2×OC 74, 2×OA 645	1		hochglanzpol. Edelholzgeh.	320×260×220	≈6,5		Gegentakt-B-Endstufe; Höhenregler; Hilfsant. eingebaut; Ferritant.; KW-Lupe; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB; nur für Export
Ilmenau 480	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/150/180/220/240 V/50 Hz ≈30 VA	K, M, L	6/—	ECH 81, EBF 89, ECL 81, EZ 80	1		Kunststoff	125×270×155	≈2,5	180,—	Hilfsantenne
Ilmenau 4660	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/150/180/200/220 V ≈40 VA	K I, K II, M, L	6/—	ECH 81, 2×EBF 89, EM 84, EL 84, EZ 80	1		hochglanzpol. Edelholzgeh.	570×220×380	10		getr. Höhen- und Tiefenregl.; Hilfsant.; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB; nur für Export
Wartburg 5000 A Wartburg 5000 B	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/150/180/200/220 V ≈40 VA	K I, K II, M, L K I, K II, K III, M	6/—	ECH 81, 2×EBF 89, EM 84, EL 84, EZ 80	1		hochglanzpol. Edelholzgeh.	520×280×220	9		Höhenregler; Hilfsant.; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB; nur für Export
Halle 5120	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/220/240 V ≈40 VA	U, K, M, L	6/10	ECC 85, ECH 81, EBF 89, EABC 80, EL 84, EM 84, EZ 80	2		hochglanzpol. Edelholzgeh.	700×324×240	15	485,—	Klangregister; getr. Höhen- und Tiefenregl.; Gehäusedipol; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB
Rostock 493 A und Super 508 Rostock 4930	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/150/180/200/220 V ≈30 VA	K I, K II, K III, M K I, K II, M, L	6/—	ECH 81, EBF 89, PCL 82, EZ 80	1		Polystyrol hochglanzpol. Edelholzgeh.	350×150×160	4,5		Hilfsant.; nur für Export
Binz 498	Tischgerät	Allstrom 220 V ≈30 VA	M	6/—	UCH 81, UBF 89, UCL 82, UY 82	1		Polystyrol	350×150×160	1,5	155,—	Hilfsant.; Fertigung ab I. Quartal 1964 vorgesehen

[1]) Diese Standardbestückung kann durch Äquivalenttypen ersetzt werden.

Hersteller und Typ	Geräteart	Stromversorgung	Wellen-bereiche	Kreise AM/FM	Röhren- bzw. Transistorbestückung (einschl. Gleichr.)	Anzahl der Lautspr.	Ausgangs-leistung W	Gehäuse-ausführung	Gehäuse-abmessungen mm	Gewicht kp	Preis DM	Besonderheiten
VEB Stern-Radio Sonneberg (Fortsetzung)												
Oberon	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/220/240 V ≈60 VA	U, 2×K, M, L	8/12	ECC85, ECH81, EF 89, EBF89, EAA91, ECC83, EL84, EZ 80 oder Selengleichrichter	3	2×3 3	Edelholz, furniert (Nußbaum)	690×390×270	≈15	Stereo 770,— Phono 750,—	Klangregister; getr. Höhen- und Tiefenregl.; Ferritant.; Gehäusedipol; Anschlüsse 2. Lautspr., TA bzw. TB
VEB (K) Goldpfeil												
Spatz-baby	Kofferempfänger	2×4,5-V-Flachbatterien	K I, K II, M, L	8/—	2×OC614(AF115), 2×OC871, OC826, OC825, 2-OC825, 2 Ge-Dioden, OA645	1		Polystyrol	240×185×75	≈2,1 m. Batt.	405,—	Teleskopant.; Anschluß für Autoant.; Klangtaste
Opal	schnurloser Heimempfänger	6×1,5-V-Monozellen	K I, K II, M, L	8/—	2×OC614(AF115), 2×OC871, OC826, OC825, 2-OC825, 2 Ge-Dioden, OA645	1		Makoré oder Nußbaum hochglanzpol.	350×210×120	≈3,5 m. Batt.	410,—	Anschluß für Außenant.; Klangtaste
Großsuper Typ 6401	Tischgerät	Wechselstrom 110/125/150/220 V 50 Hz ≈80 VA	U, K I, K II, K III, K IV, M, L	9/14	ECC85, ECH81, EF 89, 2×EBF89, 2×ECC83, 2×EL84, EM84, 2 Ge-Dioden, 1 Si-Diode	4		Edelholzgeh. hochglanzpol.	690×405×275	≈17	925,—	autom. Scharfabstimmung auf UKW; abstimmbare HF-Vorstufe; auf HF-Stereofonie nachrüstbar; Ferritant.; Anschlüsse für TA, TB und Boxen Fertigung ab II. Quartal 1964 vorgesehen
Dorena	Kofferempfänger	2×4,5-V-Flachbatterien	U, K, M, L	6/10	AF124, AF125, 3×AF 116, OC826, OC825, 2-OC74, OA780, 2×OA625, 2-OA646	1		Holz mit Plastikbezug	285×180×85	≈2,3 m. Batt.	465,—	Momentskalenbeleuchtung; Teleskopant.; Ferritant.; Anschlüsse für TA, TB, 2. Lautspr.; Batteriewechsel ohne Abnahme der Rückwand möglich Fertigung ab II. Quartal 1964 vorgesehen
Rema												
Rema 2001	Tischgerät	Wechselstrom 110/125/220 V 62 VA	U, K, M, L	10/13	ECC85, ECH81, 2×EF89, EABC80, EL84, EM 84, EZ 80	2		Holzgeh., edelholzfurniert, hochglanz oder matt	680×355×285	16,8	625,—	KW-Lupe; Klangregister; Klangregler; getr. Tasten TA, TB
Rema 2001 Phono	Tischgerät	Wechselstrom 110/125/220 V 73 VA	U, K, M, L	10/13	ECC85, ECH81, 2E×F89, EABC80, EL84, EM84, EZ80	2		Holzgeh., edelholzfurniert	680×360×365	20	840,—	KW-Lupe; Klangregister; Klangregler; getr. Tasten TA, TB; viertour. Laufwerk für alle Plattengrößen
Rema 8000	Tischgerät	Wechselstrom 110/125/220 V 82 VA	U, K, M, L	10/13	ECC85, ECH81, EF 89, EF89, EABC80, ECC83, EL84, EL84, EM 84, EZ 81	3		Holzgeh., edelholzfurniert hochglanzpol.	730×420×290	21	780,—	drehb. Ferritant.; KW-Lupe; Gegentaktendstufe 10 W; Klangregister; Klangregler; getr. Tasten TA, TB

Trabant T 6	Kofferempfänger	2×4,5-V-Flachbatterien	K, M, L oder K I, K II, M	7/—	OC882, OC871, OC871, OC826, OC825, 2-OC825, OA665, OA 665	1		Holzgeh. m. farb. Kunstlederbezug	254×181×64	2	350,—	Gegentaktendstufe; Kurzzeitskalenbeleucht.; Batteriewechsel o. Abnahme der Rückwand; Anschlüsse Autoant., 2. Lautspr., TA und TB; Ferritant., Teleskopant.
Trabant T 8	Kofferempfänger	2×4,5-V-Flachbatterien	U, K, M, L	7/12	AF121, AF125, 4×OC882, OC826, 2×OC825, 2-AC128, OA900, 2×OA665, 2-OA646, E40/15-0,005	1		Holzgeh. m. farb. Kunstlederbezug	310×225×86	3	480,— (Richtpreis)	Gegentaktendstufe, Kurzzeitskalenbeleucht.; getr. Höhen- und Tiefenregl.; elektron. Stabilisierung; Netzteileinschub; Anschlüsse 2. Lautsprecher, TA, TB, Autoantenne; Ferritant.; Teleskopant. Fertigung ab II. Quartal 1964 vorgesehen.
Gerätebau Hempel KG.												
RK 2 F	Tischgerät	Wechselstrom 110/127/220/240 V 50 Hz	U, K, M, L	8/12	ECC85, ECH81, EBF89, EABC80, ECL82, EM84, EZ80	2		mattiert, Eiche, Esche, Rüster, Nußbaum	640×340×250	23	660,—	KW-Lupe; getr. Antr. f. AM u. FM; Gehäusedipol; getr. Lautsprecherbox; Ferritant.
R 2 F	Tischgerät	60 VA							640×340×250	16	605,—	Schallaustritt nach hinten
R 3 F	Standgerät								640×410×550	27		als Fernsehtisch verwendbar, Schallaustritt zur Seite; nur für Export
RS 2 F	Standgerät								120×410×570	27	730,—	
RS 2 FP	Standgerät								120×410×570	27	765,—	Einbaumöglichkeit für Plattenspieler
RS 3	Standgerät								900×410×550	31	880,—	mit Plattenspieler; als Fernsehtisch verwendbar
RP 1	Standgerät								650×410×540	28	860,—	mit Plattenspieler
Fa. Peter-Tonmöbelfabrik												
Stereo 150	Musiktruhe ●	Kombination Rossini und Plattenspieler									2025,—	vorbereitet (einschließlich Anschlüsse) für Tonbandgerät, Serviceklappe zur Reparatur des Rundfunkgerätes
Caterina	Musiktruhe ●	Kombination Oberon Stereo und Plattenspieler, wahlweise auch andere Mittelsuper									1085,—	4 verschiedene Gehäusevariationen: a) nordische Form b) Gerät von oben bedienbar c) abgerundete Form mit Messingleisten d) mit senkrechten Schallsäulen
I NA	Musiktruhe ●	Kombination Weimar 4680 und Plattenspieler									≈900,—	durch kleine Abmessungen und moderne Formgebung besonders für Neubauwohnungen geeignet

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 2 (1964)

■ Die Vorteile der Bausteintechnik bei der Entwicklung und Fertigung elektronischer Meßgeräte

■ Ein digitales Bausteinsystem in Kompaktbauweise

Das digitale Kompaktbaustein-System des VEB Funkwerk Dresden realisiert logische und andere Funktionen der Digitaltechnik. Es dient der digitalen Meß-, Steuer-, Regelungs- und Rechentechnik. Unter Verwendung von herkömmlichen Bauelementen (Widerstände, Kondensatoren und Halbleiter) werden diese Bausteine mit einheitlicher äußerer Form unter Verwendung der Tauchlötung in gedruckter Schaltung hergestellt. Damit werden Sicherheit und Ausfallrate der Bausteine durch die altbewährten Bauelemente bestimmt. Unter Berücksichtigung der Vorschriften der Belastungstabelle können sie in beliebiger Weise zusammengeschaltet werden. Die Benutzung der Kompaktbausteine erfordert weniger Zeit, Raum und Prüfarbeit.

■ Ein Baukastensystem für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte

Es wird die Entwicklung eines Baukastensystems beschrieben, mit dem es möglich ist, Versuchs- und Laboraufbauten elektronischer Baugruppen und Geräte einschließlich ihrer Gehäuse aus vorgefertigten Teilen herzustellen. Nach Darlegung der Gründe, die diese Entwicklung bedingten, wird ein Lösungsweg aufgezeigt, der zu einer Reihe von Funktionsteilen führt, mit denen ohne Inanspruchnahme von Werkstätten eine große Zahl von Versuchsaufbauten zusammengestellt werden kann. Die Einflußfaktoren auf Maße und Gestalt der Funktionsteile werden besprochen und die einzelnen konstruktiven Lösungen werden dargestellt. Das Baukastensystem wurde bereits in einem Vortrag auf dem Symposium mechanischer Konstruktionen im Oktober 1963 in Budapest vorgestellt.

■ Mechanische Bandfilter — Bauelemente der Nachrichtentechnik

■ Ein Verfahren zum Entwurf von Bandpässen und Ringweichen aus leitungsgekoppelten Elementen

Durch Einführung charakteristischer Kenngrößen für die mit Leitungskopplung arbeitenden Filtersektionen anstelle der Wellenparameter gelingt es, den Entwurf der Bandpässe aus Leitungselementen ohne Dämpfungspole zu vereinfachen. Äquivalente Umformungen der Filtersektionen führen auf Koppelanordnungen, die eine neuartige technische Realisierung der Filter ermöglichen. Ferner lassen sich auf dieser Grundlage mehrstufige Frequenzweichen mit Ringresonatoren exakt dimensionieren. Einige Anwendungsbeispiele zeigen, daß für Filter als leitungsgekoppelten Elementen mit Vorteil die Streifenleitertechnik eingesetzt werden kann.

■ Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen an Richtfunkstrecken

Es wird über die zweckmäßige Planung von Richtfunkstrecken innerhalb der optischen Sicht berichtet. Dabei werden die Ergebnisse von Höhenabhängigkeitsmessungen verwendet. Es wird gefunden, daß der Reflexionskoeffizient meist geringer als 0,4 ist. Tageszeitliche und jahreszeitliche Gänge der Fadings sind stark ausgeprägt. Im Bedarfsfall können störanfällige Strecken durch diversity-Betrieb stabilisiert werden.

■ Eine Typenreihe industrieller Zählgeräte des VEB Vakutronik WIB Dresden

Einige neue HF-Stereogeräte nach der FCC-Norm

KLAUS K. STRENG

Die US-amerikanische FCC-Norm — die, entgegen anderslautenden Behauptungen, nicht international genormt ist — wurde auf der Westberliner Rundfunkausstellung im August 1963 lanciert. So gibt es nun mehr oder weniger speziell hierfür konstruierte Geräte, von denen im folgenden einige vorgestellt werden:

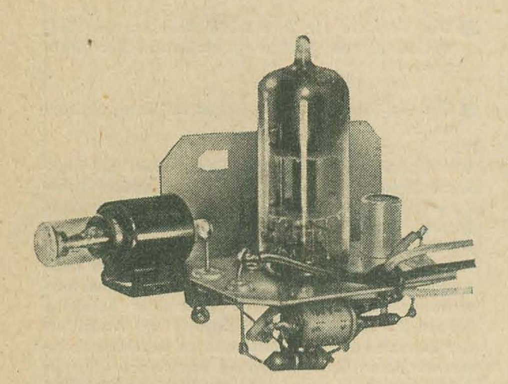


Bild 1: Ansicht des Stereoindikators von Graetz mit Anzeigelämpchen

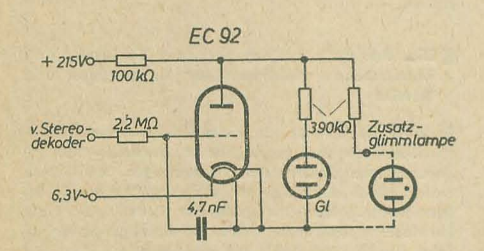


Bild 2: Stromlaufplan des Stereoindikators

Bild 1 zeigt die Ansicht und Bild 2 die Schaltung des „Stereoindikators" von Graetz, der durch eine Glimmlampe anzeigt, wenn der UKW-Sender „auf Stereo" umschaltet. Er wird von dem bereits gezeigten Stereodekoder der gleichen Firma gesteuert [s. auch radio und fernsehen 12 (1963) H. 16 S. 488, Bild 4]. Die Wirkungsweise ist folgende: In dem Regelwiderstand P_2 des Stereodekoders bewirkt der Hilfsträger eine negative Richtspannung von etwa 4 V. Diese Gleichspannung wird dem Gitter der Röhre EC 92 zugeführt, die sie sperrt. Dadurch steigt die Gleichspannung an der Anode dieser Röhre, die Zündspannung der Glimmlampe (bzw. der Glimmlampen) im Anodenkreis wird überschritten, die Anwesenheit des Stereohilfsträgers wird durch die Glimmlampe optisch angezeigt.

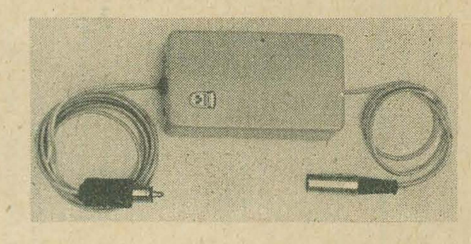


Bild 3: Stereodekoder IV von Grundig

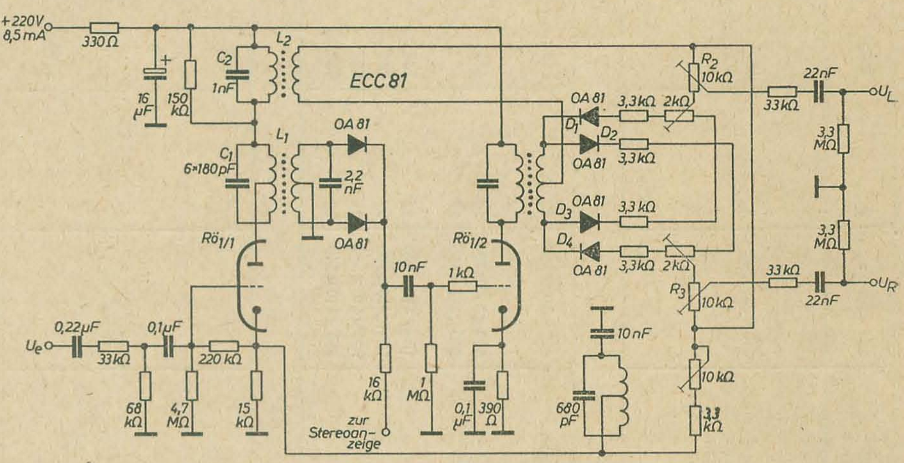
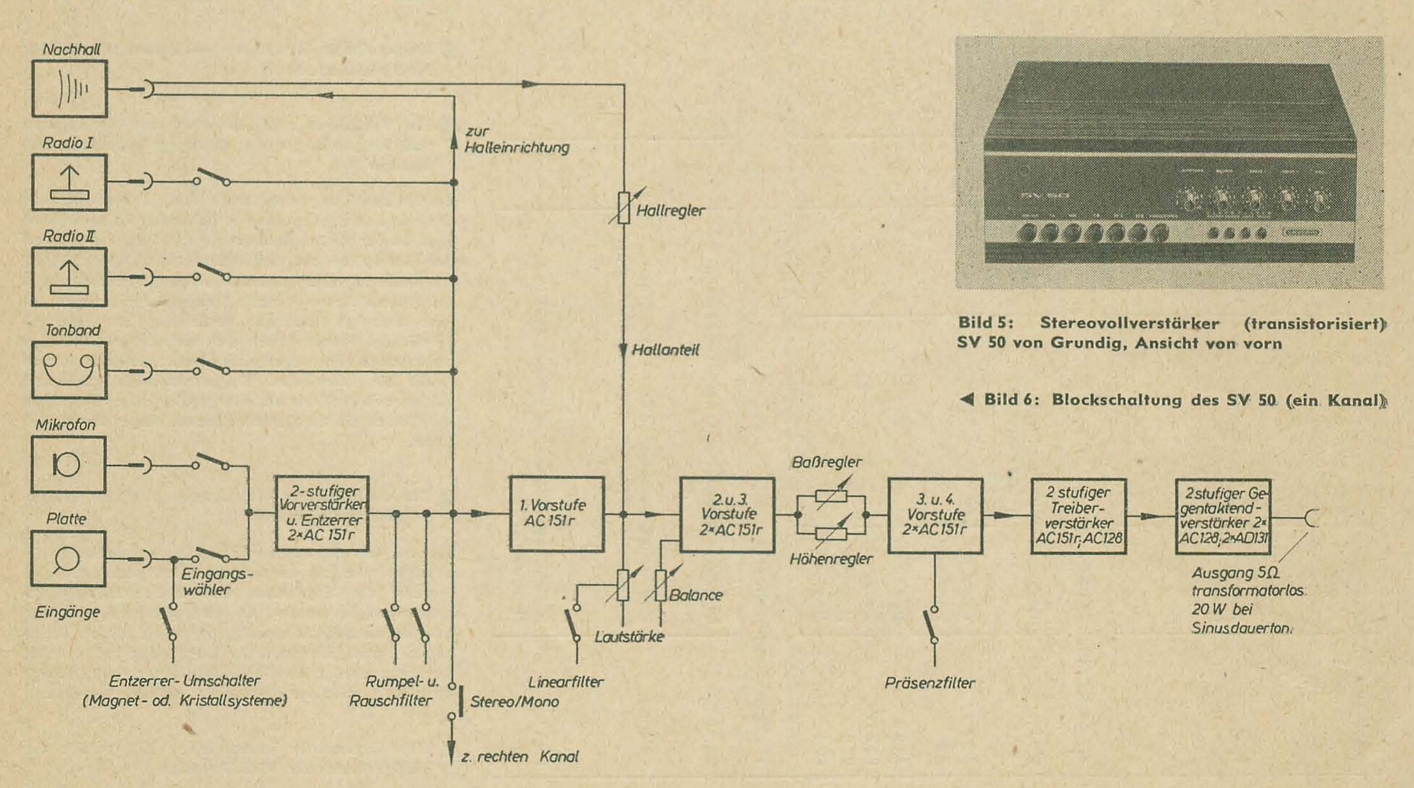


Bild 4. Schaltung des Dekoders IV

Der mit Röhren bestückte Grundig-Stereodekoder IV ist im Bild 3 zu sehen, Bild 4 zeigt die Schaltung. Der FM-Demodulator speist das Gitter des ersten Röhrensystems. Im Anodenkreis dieser Röhre wird durch den Schwingkreis L_1/C_1 die 19-kHz-Pilotfrequenz ausgesiebt und in einer Gegentaktdiodenschaltung verdoppelt. Das zweite System der ECC 81 übernimmt die Verstärkung der verdoppelten Frequenz. Parallel zum Gitter des

Bild 5: Stereovollverstärker (transistorisiert) SV 50 von Grundig, Ansicht von vorn



◄ **Bild 6: Blockschaltung des SV 50 (ein Kanal)**

zweiten Triodensystems liegt ein Anschlußkontakt für die Stereoanzeige, die in den Grundig-Geräten durch ein Schauzeicheninstrument vorgenommen wird.
Die der Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz im Sender aufmodulierte Information L—R wird im Anodenkreis von $Rö_1$ durch den Kreis L_2/C_2

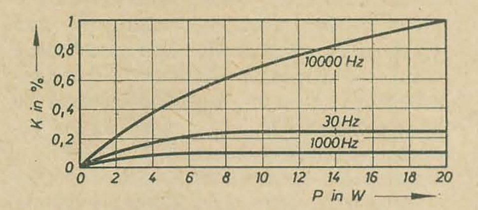


Bild 7: Klirrfaktorkurve des SV 50 (ein Kanal) für drei verschiedene Frequenzen

wird dann, wie bereits erwähnt, dem Differenzsignal zugemischt. R_2 und R_3 erlauben die richtige Einstellung der Verhältnisse beider Anteile.
Es ist hier nicht möglich, auf die zahlreichen Probleme einzugehen, die sich im Zusammenhang mit der Deemphasis der beiden Stereokanäle ergeben.
Außer dem beschriebenen „Dekoder IV" fertigt Grundig den „Dekoder V", der automatisch von Mono auf Stereo umschaltet. Die Schaltung dieses Dekoders ist die gleiche wie die oben beschriebene, bis auf eine transistorisierte Stufe mit dem OC 79, der das Umschaltrelais steuert. Dieser Transistor erhält an der Basis den „Umschaltbefehl" vom 19-kHz-Pilotträger, der ja nur bei Stereo vorhanden ist. Interessant ist die Stromversorgung des tung mit Anzeigelampe. Um Rückwirkungen der angeschlossenen Geräte bzw. deren Zuleitungen auf den Rundfunkempfangsteil zu vermeiden, sind die Ausgänge mit Impedanzwandlern (transistorisiert) versehen. Das mit 10 Elektronenröhren, 2 Transistoren, 15 Ge- und Si-Dioden und einem Selengleichrichter bestückte Gerät enthält übrigens auch die neue Diode-Pentode EAF 801.
Der volltransistorisierte Stereoverstärker SV 50 (Bild 5) ist für eine Ausgangsleistung von 2×20 W (Sinusdauerton) ausgelegt. Bild 6 gibt die Blockschaltung des Gerätes wieder. Die erforderliche Ausgangsleistung wird durch 2×AD 131 je Kanal erreicht. Im Bild 7 ist die Klirrfaktorkurve des Verstärkers (ein Kanal) für verschiedene Frequenz zu sehen, die gute Tiefenwiedergabe wird u. a.

Technische Daten

Ausgangsleistung:	2 × 20 W (Sinusdauerton)
	2 × 25 W (Musikleistung)
Bestückung:	27 Transistoren, 2 Gleichrichter
Eingangsempfindlichkeiten:	Mikrofon 6 mV an 1 MΩ
	magn. Tonabnehmer 3,5 mV an 50 kΩ
	Rundfunk 220 mV an 500 kΩ
	Tonband 200 mV an 500 kΩ
Ausgangsimpedanz:	2 × 5 Ω
Innenwiderstand:	2 × 0,35 Ω
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, bezogen auf 1000 Hz zwischen 20 und 20000 Hz: (alle Entzerrerglieder auf geraden Frequenzgang eingestellt)	± 1 dB
Störspannungsverhältnis bezogen auf volle Ausgangsleistung:	85 dB
Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen:	> 46 dB
Netzanschluß:	110, 130, 220 und 240 V 50/60 Hz
Leistungsaufnahme:	≈ 75 VA

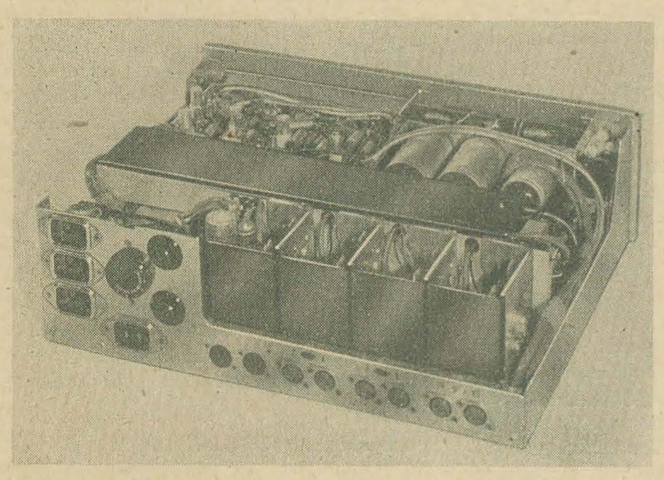


Bild 8: Blick auf den geöffneten Verstärker SV 50, Ansicht von hinten

ausgesiebt und dem Anodenkreis von $Rö_2$ zugeführt. Hier fügt man die bereits erwähnte Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz zu und demoduliert diese Information in einem Ringgleichrichter ($D_1 \cdots D_4$). Die so entstandene Information L—R wird dem Summensignal L+R (aus $Rö_1$ als Anodenbasisstufe) zugemischt, und es entstehen die beiden Informationen für rechten und linken Kanal.
Das Summensignal wird an der Katode von $Rö_1$ abgenommen, da diese Röhre für Niederfrequenz als Anodenbasisverstärker wirkt (die Impedanzen im Anodenkreis sind für NF klein). Die so entstandene Information L+R

Transistors, die sich aus der Gleichrichtung der Heizspannung ergibt.
Von den übrigen Stereogeräten von Grundig sind der Rundfunktuner RT 50 und der volltransistorisierte Stereoverstärker SV 50 zu erwähnen.
Der Rundfunktuner RT 50 ist für die Bereiche Mittelwelle und UKW ausgelegt, AM- und FM-Teile sind getrennt aufgebaut. Zu den weiteren Besonderheiten des Empfangsteiles gehören: abschaltbare Scharfabstimmung bei UKW, pegelgesteuerte abschaltbare UKW-Stummabstimmung, dreistufige Begrenzung, feldstärkeabhängige Mono-Stereo-Umschal-

durch das Fehlen des Ausgangsübertragers erreicht („eisenlose Endstufe"). Der Anschluß einer Nachhalleinrichtung ist vorgesehen.
Bild 8 gibt schließlich einen Einblick in die geöffnete Rückseite des Verstärkers SV 50, mit den schwarzen Kühlblechen der Leistungstransistoren (über den Eingangsbuchsen). Links hinten ist der Netzteil zu sehen, der drei parallelgeschaltete Steckdosen für die Netzspannung besitzt, so daß die Stromversorgung der anderen Geräte (z. B. Rundfunkteil, Plattenspieler usw.) aus der gleichen Steckdose erfolgen kann.

(Nach Firmenunterlagen)

Halbleiterdioden als Strahlungsquellen

WERNER OTTO

In den letzten Jahren wurden auf dem Gebiet der Festkörperphysik ständig neue Bauelemente für neue Anwendungsmöglichkeiten entwickelt. Im nachfolgenden Beitrag wird eine Halbleiterdiode aus Galliumarsenid beschrieben, die zur direkten Umwandlung eines elektrischen Stromes in eine elektromagnetische Strahlung verwendet werden kann.

Allgemeines

In elektro-optischen Systemen wurden bisher hauptsächlich Wolframdraht-Glühlampen als Strahlungsquellen benutzt. Abgesehen von dem sehr schlechten Wirkungsgrad der Lichterzeugung besitzen diese Glühlampen für diesen speziellen Anwendungszweck eine Reihe von Nachteilen. Bei der Modulation ergibt sich ebenfalls ein schlechter Wirkungsgrad; und man ist auf die Verwendung von Gleichstromverstärkern mit all ihren Nachteilen angewiesen, wenn man nicht mechanische Modulatoren mit Unterbrecherscheiben und Motorantrieb verwendet. Weitere Nachteile sind in den Alterungserscheinungen der Glühlampen begründet. Diese bewirken eine Verminderung der Strahlung in Verbindung mit den Gleichstromverstärkern und bringen zum anderen eine langsame Bewegung des Glühfadens mit sich, so daß eine Nachjustierung der Glühlampe innerhalb des optischen Systems erforderlich wird.

Einige dieser Nachteile werden bei der Verwendung von Bogenlampen oder Gasentladungslampen vermieden, jedoch sind diese nicht überall einzusetzen, da sie andere Schwierigkeiten mit sich bringen. Man nahm daher lieber die bekannten Nachteile der Wolframdraht-Glühlampen in Kauf, um nicht größere Schwierigkeiten bei der Bedienung und Modulation zu erhalten.

Die genannten Nachteile der bisher bekannten Lichtquellen werden von der neuentwickelten Strahlungsquelle auf Halbleiterbasis vermieden. Es handelt sich dabei um eine Galliumarsenid-Diode, die bei Stromdurchgang eine nahezu monochromatische, infrarote Strahlung abgibt.

Halbleitermechanismus

Bekanntlich hängen die Eigenschaften der Halbleiter wesentlich von den Verunreinigungen ab. Wird z. B. Silizium mit Phosphor dotiert, so treten einige Phosphoratome mit 5 Elektronen an die Stelle der Siliziumatome mit 4 Elektronen, und jedes Phosphoratom gibt ein Elektron für die Leitung des elektrischen Stromes ab. In gleicher Weise können z. B. Schwefel, Selen, Tellurium und Arsen in Galliumarsenid als Donatoren wirken und Elektronen für die Leitung des elektrischen Stromes im Halbleiter abgeben. Da bei der genannten Dotierung negative Elektronen die Leitung bewirken, bezeichnet man den Halbleiter dann als n-leitendes Material.

Wird dagegen Silizium mit Bor dotiert, so werden einige Valenzelektronen des Siliziums aufgenommen, und die Leitung des Stromes erfolgt durch die so entstandenen Löcher oder Defektelektronen. Diese Löcher, bei denen also Elektronen fehlen, wirken wie positive Ladungsträger, und man spricht daher von p-leitendem Material oder vom p-Typ. Für Ga-As (Galliumarsenid) wirken z. B. Zink und Kadmium als Akzeptoren. Ein Halbleiter kann nun sowohl mit Donatoren als mit Akzeptoren dotiert werden, wobei die Übergangszone — die p-n-Sperrschicht — den wirksamen Teil der meisten Halbleiterbauelemente darstellt.

Legt man nun an den p-Bereich eines p-n-Überganges eine positive Spannung, so fließt der Strom leicht durch die Sperrschicht, da die Löcher des p-Bereiches in die n-Region injiziert werden und umgekehrt die Elektronen des n-Bereiches in die p-Region. Die injizierten Elektronen sind in der fremden Zone in der Minderheit und werden durch Rekombination mit den Hauptträgern rasch aufgesaugt.

Bei dieser Rekombination geben die diffundierten Ladungsträger die sogenannte Rekombinationsenergie ab, die gleich der Aktivierungsenergie des Halbleitermaterials ist. Diese Energie entspricht dem Betrag, der erforderlich ist, ein Valenzelektron vom Mutteratom zu befreien, um es dem Leitungsmechanismus zur Verfügung zu stellen. Kehrt das Elektron zum Valenzband des Atoms zurück, so gibt es die gleiche Energie wieder ab.

In den meisten Halbleitern, wie z. B. Silizium und Germanium, wird diese Energie bei der Rekombination in Form von Wärme frei, und dadurch erwärmt sich die Sperrschicht. Es gibt jedoch einige Halbleitermaterialien, bei denen die Rekombinationsenergie in Form von elektromagnetischer Strahlung auftritt. Hierzu gehört auch Ga-As. Die ausgesandte Wellenlänge der elektromagnetischen Strahlung ist abhängig vom Termschema des Halbleitermaterials, d. h. in diesem Falle vom Energiewert des Ionisierungsniveaus. Für Ga-As beträgt dieser Energiewert 1,4 Elektronenvolt, und damit ergibt sich eine Wellenlänge der ausgesandten Rekombinationsstrahlung von etwa 900 nm. Die Ga-As-Diode setzt also den elektrischen Strom direkt in infrarote Strahlung um.

Herstellung der Ga-As-Diode

Die Herstellung der Ga-As-Diode ist im Bild 1 schematisch dargestellt. Als Ausgangsmaterial dienen Stäbe aus n-leitendem Ga-As von etwa 20 cm Länge und 2 ··· 3 cm² Querschnitt. Von diesen Stäben werden Scheiben von etwa 0,3 mm Dicke abgeschnitten, die anschließend durch Diffusion eine p-leitende Oberflächenschicht von etwa 30 μm Stärke erhalten. Zu diesem Zweck werden die Scheiben im Vakuum mit Zink auf etwa 1000 °C erhitzt.

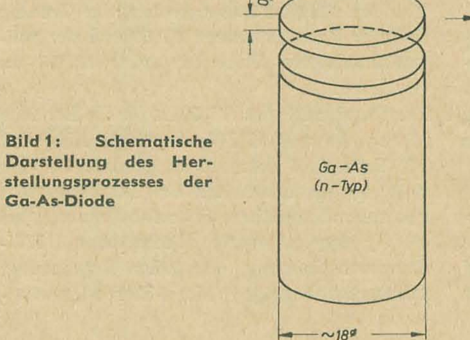
Im Anschluß daran werden die Seiten und der Boden der Scheiben abgeschliffen, so daß nur noch die obere Deckfläche die p-leitende Schicht behält. Aus diesen Scheiben werden dann mit Hilfe von Ultraschall kleine Zylinder von 2 mm ∅ herausgeschnitten. Als Kontaktmaterial wird Molybdän verwendet, wobei der stabförmige p-Kontakt mit Gold und Zink und der scheibenförmige — mit einem Loch von 1,5 mm ∅ versehen — untere n-Kontakt mit Gold und Zinn platiert wird. Molybdän als Grundmaterial für die Kontakte wird deshalb verwendet, da es den gleichen Ausdehnungskoeffizienten wie Ga-As besitzt.

Eine anschließende Ätzung beseitigt die Reste der p-Schicht auf der Oberfläche, so daß nur unterhalb des stabförmigen Kontaktes von 1 mm ∅ die p-Schicht erhalten bleibt. Der Einbau der Diode erfolgt in eine Kapsel von etwa 3,5 mm ∅ und 2 mm Höhe, die auf der Unterseite eine Austrittsöffnung für die Strahlung hat.

Verhalten der Ga-As-Diode

Die Diode wird mit einer Arbeitsspannung von 1,3 V betrieben. Zweckmäßigerweise verwendet man dazu eine stromstabilisierte Spannungsquelle, da der Strom stark von der Arbeitsspannung abhängig ist. Die Abhängigkeit der ausgesandten Strahlungsleistung vom Diodenstrom ist der Kurvendarstellung im Bild 2 zu entnehmen. Bei kleinen Strömen ist die Strahlungsausbeute nur sehr gering, da hierbei in der Hauptsache Wärme erzeugt wird.

Infolgedessen ergibt sich der optimale Wirkungsgrad der Energieumwandlung bei Strömen über 4 A. Da jedoch die Dauerstrichleistung der Diode 500 mW nicht übersteigen soll, arbeitet man zweckmäßig im Impulsbetrieb. Dabei sind dann weitaus größere Ströme möglich. Bei den Untersuchungen wurde die Diode kurzzeitig mit Strömen bis zu 100 A betrieben, ohne den Strahler zu zerstören.



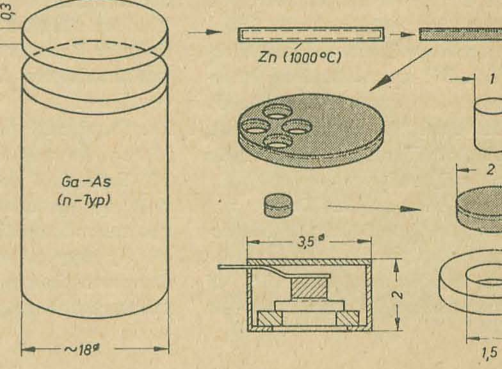


Bild 1: Schematische Darstellung des Herstellungsprozesses der Ga-As-Diode

Bei Gleichstrom-Dauerbetrieb ist es jedoch zweckmäßig, einen Strom von maximal 400 mA nicht zu übersteigen. Für diese Strombegrenzung sind zwei Gründe maßgebend. Erstens fällt der Wirkungsgrad der Strahlungserzeugung mit steigender Temperatur. Da keine Wärmeableitung vorgesehen ist, steigt naturgemäß die Erwärmung der Sperrschicht mit steigendem Strom. Leistungsstrahler mit Wärmeableitungsvorrichtungen befinden sich erst in der Entwicklung, bei denen dann ein Gleichstrombetrieb mit größeren Strömen und mit besserem Wirkungsgrad möglich sein wird.

Zum anderen ergibt sich bei Betrieb mit größeren Gleichströmen eine geringere Lebensdauer. So gibt die Diode bei Dauerbetrieb mit 1,5 A nach 500 Stunden nur noch die halbe Strahlungsleistung ab. Bei Betrieb mit 1 A Gleichstrom ergibt sich eine Lebensdauer, d. h., ein Absinken der Strahlungsleistung auf den halben Wert, von 2000 Stunden, und bei Betrieb mit 400 mA Gleichstrom ist auch nach mehreren 1000 Stunden eine Verminderung der Strahlung nicht festzustellen.

Der Wirkungsgrad der abgegebenen Infrarotstrahlung beträgt bei optimalen Arbeitsbedingungen mit 4 A Impulsbetrieb etwa 3%. Der tatsächliche Wirkungsgrad der Strahlungserzeugung ist weitaus größer, jedoch dringt nur ein geringer Teil der erzeugten Infrarotstrahlung durch die Öffnung der ringförmigen Elektrode nach außen. Die Ursache ist in dem hohen Brechungsindex von Ga-As zu suchen. Dadurch wird alle Strahlung, die unter einem Winkel von mehr als 17° auf die Außenwände trifft, innerhalb der Diode total reflektiert, und nur etwa 5% der erzeugten Strahlung dringt nach außen. Unter diesem Gesichtspunkt ist der erreichte Wirkungsgrad von 3% recht zufriedenstellend. Durch eine andere Ausbildung der Austrittsöffnung, z. B. in Form einer Halbkugel, könnte der Wirkungsgrad der abgegebenen Strahlung noch weiter verbessert werden, jedoch würden sich dadurch weitaus höhere Herstellungskosten ergeben.

Der große Vorteil der Ga-As-Strahlungsquelle gegenüber allen anderen Lichtquellen besteht darin, daß Modulationsfrequenzen von 0 bis zu 50 MHz möglich sind. Die obere Grenze der Modulationsfrequenz ist im wesentlichen von der Sperrschichtkapazität der Diode abhängig.

Um eine noch höhere Grenzfrequenz zu erreichen, ist es erforderlich, die Sperrschichtkapazität zu vermindern, indem man z. B. die Abmessungen der Diode noch weiter verringert. Der Reihenwiderstand der Diode, der gleichfalls Einfluß auf die obere Grenzfrequenz hat, liegt in der Größenordnung von 0,05 Ω. Er ist nur wenig größer als der Widerstand des Halbleitermaterials zwischen den Kontakten und der Sperrschicht und kann daher praktisch nicht weiter vermindert werden.

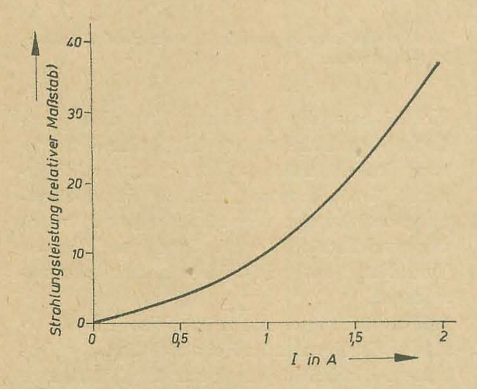


Bild 2: Strahlungsleistung der Ga-As-Diode als Funktion des Diodenstromes

Das Strahlungsmaximum der Ga-As-Dioden ergibt sich bei 20 °C bei 900 nm mit einer Halbwertsbreite von 20 nm. Es handelt sich also praktisch um eine monochromatische Strahlung. Bei steigender Temperatur verschiebt sich das Maximum der Emission zu längeren Wellen. Bild 3 zeigt die relative Strahlungsleistung der Ga-As-Diode als Funktion der Wellenlänge im Vergleich zur spektralen Empfindlichkeit einer Silizium-Fotozelle.

Da es sich um eine reine Infrarotstrahlung handelt, ist die Emission für das menschliche Auge unsichtbar. Es besteht jedoch die Möglichkeit, die Diode mit infrarotempfindlichem Filmmaterial zu fotografieren. Dabei stellte sich heraus, daß die strahlende Fläche einen Durchmesser von etwa 1,2 mm hat. Die Strahlungsintensität ist innerhalb einer Fläche von 1 mm Durchmesser nahezu konstant und fällt dann nach außen rasch ab. Bei schlechter Verbindung der Kontaktfläche mit dem Halbleitermaterial zeigen sich auf dem Film schwarze Punkte, so daß die Fotografie zur Kontrolle von Fertigungsfehlern verwendet werden kann.

Ein wesentlicher Vorteil der Ga-As-Diode gegenüber Wolframdraht-Glühlampen ist, daß sich durch Alterungserscheinungen keine räumliche Veränderung der Quelle ergibt. Darüber hinaus handelt es sich praktisch um eine monochromatische Punktquelle, deren Strahlung gut durch Linsensysteme gebündelt werden kann.

Anwendungsmöglichkeiten

Die Anwendung der neuen Strahlungsquelle ist grundsätzlich überall dort möglich, wo bisher Wolframdraht-Glühlampen verwendet wurden. Darüber hinaus werden mit der neuen Strahlungsquelle eine Anzahl von Anwendungsmöglichkeiten erschlossen, die mit den bisherigen Lichtquellen nicht oder nur mit sehr großem Aufwand möglich wurden.

Hierzu gehört z. B. die Nachrichtenübermittlung mit elektro-optischen Systemen. Infolge der Wärmeträgheit von Wolframdraht-Glühlampen ist der Frequenzgang solcher Übertragungssysteme auf das Tonfrequenzspektrum beschränkt und auch in diesem Bereich noch recht unbefriedigend. Mit Hilfe von Ga-As-Dioden wird dagegen die Trägerfrequenzübertragung einer größeren Anzahl von Kanälen gleichzeitig möglich, wobei Trägerfrequenzen in der Größenordnung von einigen MHz verwendet werden können. Sogar die Übertragung von mehreren Fernsehkanälen mit etwa 5 MHz Bandbreite ist mit der neuen Strahlungsquelle möglich. Ein besonderer Vorteil ist die einfache Modulation mit der Ga-As-Diode.

Infolge der hohen Grenzfrequenz können mit Kleinflächenstrahlern Impulse mit Flankenanstiegszeiten von 1 ns übertragen werden. Dadurch ist es möglich, das Impulsübertragungsverhalten von Halbleiter-Fotoelementen zu messen. Als weitere Anwendung bietet sich das Impulsradargerät an, bei dem infolge der sehr kurzen Impulsdauer und der Möglichkeit der äußerst scharfen Strahlbündelung ein extrem gutes Auflösungsvermögen erzielt werden kann. Man könnte hierbei sogar an eine zeilenweise Abtastung der zu beobachtenden Gegenstände denken, so daß ein fernsehähnliches Bild der Radarziele auf einem Bildschirm zur Anzeige gebracht werden könnte.

Aber auch bei bereits bestehenden Meß- und Überwachungseinrichtungen können die bisher verwendeten Glühlampen durch Ga-As-Dioden ersetzt werden. Die wesentlichen Vorteile hierbei sind, daß der bisherige Dauerstrichbetrieb auf Impulsbetrieb umgestellt werden kann und daß infolgedessen die bisherigen Gleichstromverstärker mit ihren Nachteilen durch Wechselstromverstärker zu ersetzen sind. Weitere Vorteile der neuen Strahlungsquelle sind die niedrige Arbeitstemperatur, die geringe Leistungsaufnahme und die große Lebensdauer, wobei in Verbindung mit optischen Systemen insbesondere die absolute mechanische Stabilität der Strahlungsquelle eine Rolle spielt.

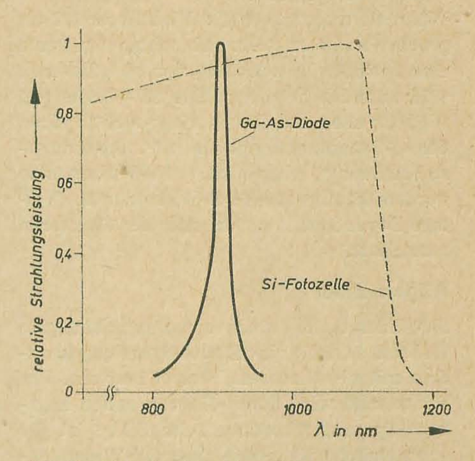


Bild 3: Relative Strahlungsleistung der Ga-As-Diode als Funktion der Wellenlänge im Vergleich zur spektralen Empfindlichkeit einer Silizium-Fotozelle

Wenn man bedenkt, welch rasche Entwicklung die Transistortechnik in den letzten Jahren genommen hat, so sind auch bei der neuen Strahlungsquelle in den nächsten Jahren interessante Neuentwicklungen zu erwarten. So können bereits in naher Zukunft Leistungsstrahler mit einer mittleren Leistung von 1 W und mehr entwickelt werden, wobei der Wirkungsgrad durch besondere Formgebung der Austrittsöffnung noch wesentlich zu beeinflussen ist. Hinzu kommt die Entwicklung von Strahlern für andere Wellenlängen, z. B. auch für sichtbares Licht. Bereits jetzt sind Forschungsarbeiten für einen Strahler mit dunkelrotem Licht im Gange. In weiterer Perspektive sind Strahler für blaues, grünes und später eventuell sogar weißes Licht zu erwarten, so daß in Zukunft die Ga-As-Dioden auch für Raumbeleuchtungen verwendet werden könnten. Hierbei würde sich der hohe Wirkungsgrad der direkten Umwandlung des elektrischen Stromes in sichtbares Licht besonders vorteilhaft auswirken.

Literatur

Hilsum, C.: Gallium Arsenide Semiconductor Lamps. British Communications and Electronics 10 (1963) H. 6 S. 450—452

Eigenschaften von SV-Widerständen

Bereits aus den Anfängen der Funktechnik waren Kristalldetektoren als nichtlineare Widerstände bekannt, und in den letzten Jahren wurde die Gruppe der Halbleiterbauelemente durch den nichtlinearen SV-Widerstand weiter ergänzt.
Während man früher die Nichtlinearität als gegeben und verwendbar hinnahm, wird heute eine bewußte Entwicklung von nichtlinearen Widerständen betrieben. Der SV-Widerstand wird vor allem auf Grund seiner nichtlinearen Strom-Spannungskennlinie zur Spannungsstabilisierung eingesetzt. SV-Widerstände werden häufig als VDR-Widerstände (Voltage Dependent Resistor) oder als Varistoren bezeichnet.

Allgemeines

SV-Widerstände sind spannungsabhängige Widerstände, die eine Strom-Spannungskennlinie mit nichtlinearem Verlauf besitzen. Der Widerstand wird durch die von außen angelegte Spannung bestimmt. Im Bild 1 ist die symmetrische Kennlinie eines SV-Widerstandes dargestellt. Es handelt sich dabei um einen Widerstand, der unabhängig von der Richtung der angelegten Spannung ist. Das einfachste Beispiel eines nichtlinearen symmetrischen Widerstandes sind zwei antiparallel geschaltete Dioden (Bild 2). SV-Widerstände bestehen aus Siliziumkarbidkörnern, die mit Hilfe eines keramischen Kohlebindemittels zusammengesintert sind. Dabei ist die Korngröße von Bedeutung, da der spannungsabhängige Kontaktwiderstand weitgehend von

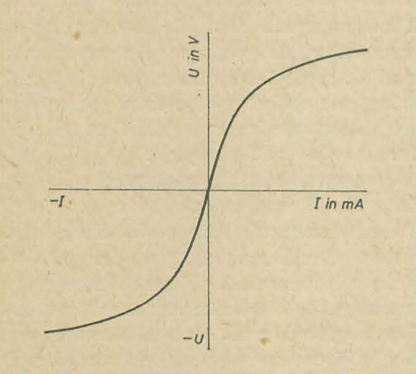


Bild 1: Symmetrische Kennlinie eines SV-Widerstandes



Bild 2: Anti-Parallelschaltung zweier Dioden

der Berührungsfläche der einzelnen Körner abhängt. Der Kontaktwiderstand ist außerdem von der Oxydation der Siliziumkarbidkörner abhängig. Eine Oxydation der Körner bewirkt eine Änderung des Widerstandes, wobei außerdem die Nichtlinearität vergrößert wird. Diese die Körner umgebende Oxydhaut wird in der Praxis durch einen Glühvorgang weiter verstärkt.

Technologie

Das in großen Stücken oder Klumpen angelieferte Siliziumkarbid wird zunächst zerkleinert und anschließend gereinigt. Nach der Reinigung wird es in Mühlen zu Pulver gemahlen, und durch einen Siebungsprozeß oder durch Ablagerung werden die entsprechenden Korngrößen aussortiert. Die Korngrößen liegen etwa zwischen 0,3 mm und wenigen μm. Das so gewonnene Pulver wird mit einem entsprechenden Bindemittel gemischt. Sollen Scheiben-SV-Widerstände hergestellt werden, so wird das bereits etwas trockene Gemisch zwischen Stahlmatrizen zu einer Scheibe gepreßt. Anschließend werden die Scheiben getrocknet und mit einer berechneten gleichmäßigen Geschwindigkeit durch einen Ofen, der eine Atmosphäre von Wasserstoff und Stickstoff besitzt, befördert. Im Ofen wird dann der SV-Widerstand gesintert. Die Sintertemperatur übt einen großen Einfluß auf die Kennlinie aus und liegt, abhängig vom Bindemittel, etwa zwischen 1000 und 1300 °C. Nach der Sinterung erfolgt eine innige mechanische Bindung mit einem Zinkbelag, der mit der Keramikmasse einen guten einwandfreien Kontakt herstellen soll. An den Metallbelag werden die Kontaktdrähte angelötet. Der SV-Widerstand kann nun mit einer Schutzschicht überzogen werden, um das Eindringen von Feuchtigkeit zu verhindern, da sonst unerwünschte Verlustströme auftreten können. Das Aussehen des fertigen SV-Widerstandes ähnelt dem einer porösen Schmirgelscheibe. Sein mechanisches Verhalten ist mit den mechanischen Eigenschaften von unglasiertem Steingut zu vergleichen. Gegen nicht zu großen mechanischen Druck ist der SV-Widerstand unempfindlich. Er verträgt relativ hohe Temperaturen. Allerdings ist zu empfehlen, die Temperatur auf etwa 100 °C zu beschränken, da eine Oxydation des Metallbelages und eine Lockerung der Lötstellen den SV-Widerstand in seinem Arbeitsbereich sehr beeinträchtigen könnten.

Die symmetrische und die unsymmetrische Kennlinie

Wie bereits erwähnt, wird die Kennlinie durch die Sintertemperatur und die Oxydation der Körner beeinflußt. Eine noch stärkere Beeinflussung der Kennlinie wird durch die kristalline Zusammensetzung des Siliziumkarbids und die Halbleitereigenschaft des Siliziums hervorgerufen.
Führt man eine kleine Wechselspannung an einen Kontakt, der aus zwei Siliziumkarbidkristallen oder einem Metall-Siliziumkontakt besteht, so ist eine Randschichtgleichrichtung festzustellen. Diese Randschichtgleichrichtung wird durch eine Inversionsschicht hervorgerufen, die immer an einem Metall-Halbleiterkontakt entsteht. Der Kennlinienverlauf des spannungsabhängigen Kontaktes ist stark unsymmetrisch (s. Bild 3). Jedoch wird der Kennlinienverlauf des gesamten SV-Widerstandes durch die elektrische Eigenschaft des gepreßten Gemisches bestimmt. Werden nämlich viele Siliziumkarbidkörner, deren Kontakte eine unsymmetrische Kennlinie aufweisen, unter Druck zusammengepreßt, so zeigt die Gesamtcharakteristik des SV-Widerstandes eine symmetrische Kennlinie (siehe Bild 1). Die elektrische Charakteristik wird durch ein Netzwerk von parallel- und in Reihe geschalteten Siliziumkristallkontakten bestimmt.

Der Strom- und Spannungsmechanismus in der Kontaktzone

Über den Strom- und Spannungsmechanismus wurden viele Theorien aufgestellt und zum Teil wieder verworfen. Es ist jedoch für das Verständnis der Wirkungsweise eines SV-Widerstandes wichtig, eine der grundlegenden Theorien kennenzulernen.

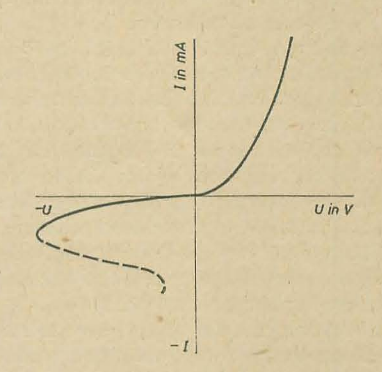


Bild 3: Unsymmetrische Kennlinie eines spannungsabhängigen Kontaktes (richtungsabhängig)

Berühren sich zwei Siliziumkarbidkörner an einem Punkt, so wird ein Strom bei entsprechend geringer Spannung nur durch diesen Berührungspunkt fließen (Bild 4). Steigert man die Spannung, so erweitert sich der Stromleitungsbereich, und die Zone der direkten Berührung vergrößert sich ebenfalls. Außerdem wird der Widerstand wesentlich von der Oxydhaut der Siliziumkarbidkörner beeinflußt, denn je nach Stärke der Oxydschicht muß eine entsprechende Spannung aufgewendet werden. Die Stromleitungswege sind also veränderlich; der Strom wird mit wachsender Spannung durch den Ausdruck U^{α} bestimmt. Er steigt also mit größer werdender Spannung an, wobei α der Koeffizient der Nichtlinearität ist.

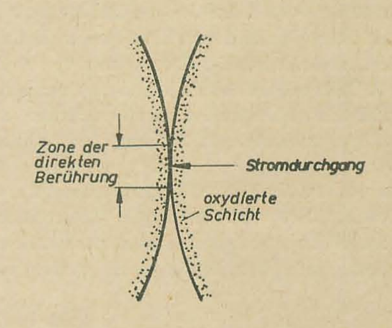


Bild 4: Berührungszone zwischen zwei Siliziumkarbidkörnern

Erhöht man die Spannung über diesen kritischen Punkt hinaus, so tritt keine Veränderung des Widerstandes ein, d. h., der Widerstand bleibt konstant, und die Strom-Spannungsbeziehungen verlaufen hier linear. Durch den geschilderten Vorgang ist das nichtlineare Verhalten des SV-Widerstandes gekennzeichnet.
Wie zu erkennen ist, zeigen also SV-Widerstände ein lineares und ein nichtlineares Verhalten. Hierbei ist jedoch nur das nichtlineare

Fortsetzung auf Seite 55

MITTEILUNG AUS DEM VEB KERAMISCHE WERKE HERMSDORF

SV-Typen (Varistoren)

Spannungsabhängigkeit

Die SV-Typen sind spannungsabhängige Widerstände (Varistoren), die eine starke Spannungsabhängigkeit ihres elektrischen Widerstandes aufweisen (siehe auch radio und fernsehen 13 (1963) H. 2 S. 52). Bild 1 zeigt die Kennlinien der Typen SV 180/10-13 und SV 100/10-13, wobei der erste Widerstand ein $\beta = 0,19$ und der zweite $\beta = 0,22$ aufweist. β ist ein Nichtlinearitätskoeffizient, der die Größe der Spannungsabhängigkeit angibt. Ein Teil der Kurven ist gestrichelt gezeichnet. In diesem Bereich muß mit gewissen Abweichungen gerechnet werden.

Strom-Spannungs-Kennlinie

Wie bereits im ersten Abschnitt erwähnt wurde, gelten nur in einem mittleren, allerdings relativ großen Strombereich feste Beziehungen. Während nach großen Stromwerten hin die Abweichung in der Praxis unbeachtet bleiben kann, weil die Widerstände ohnehin eine geringere Belastbarkeit aufweisen, ist sie für kleine Stromwerte in gewissen Fällen von Bedeutung. Diese Grenzströme sind bei den einzelnen Typen verschieden und hängen im wesentlichen von ihren geometrischen Abmessungen ab; bei Scheiben von 13 mm ∅ kann 1 mA als Richtwert angesehen werden. Bei kleineren Stromstärken gilt dann die angenäherte Beziehung

$$U = C_1 \cdot I^{\beta} + C_2 \cdot I,$$

wobei C und β konstante Größen des Widerstandes sind. C ist zahlenmäßig gleich dem Spannungswert, der am Widerstand läge, wenn durch ihn ein Strom von I = 1 A fließen würde.
Im Bild 2 ist die Strom-Spannungs-Kennlinie der SV-Typen 180/10-13 und 100/10-13 in linearem Maßstab und im Bild 3 in doppelt logarithmischem Maßstab aufgetragen.

Fortsetzung auf Seite 54

MITTEILUNG AUS DEM INSTITUT FÜR HALBLEITERTECHNIK, TELTOW

Fortsetzung aus Heft 24 (1963)

Dipl.-Ing. JOACHIM WINDEL

Vorläufige dynamische Kennwerte der Silizium-Höchstfrequenzdioden OA 541/2, OA 546/7, OA 551/2, OA 556/7

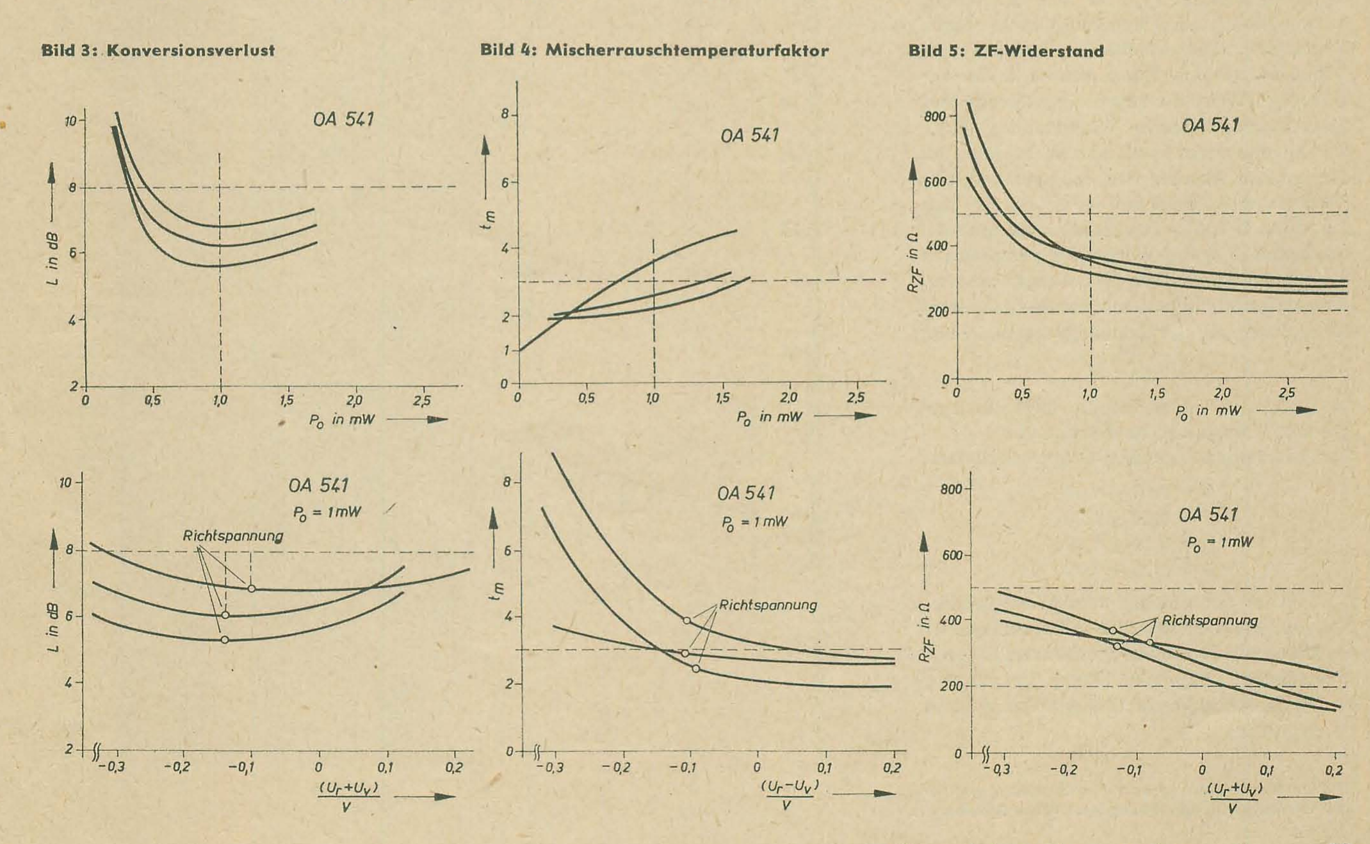


Bild 3: Konversionsverlust   **Bild 4:** Mischerrauschtemperaturfaktor   **Bild 5:** ZF-Widerstand

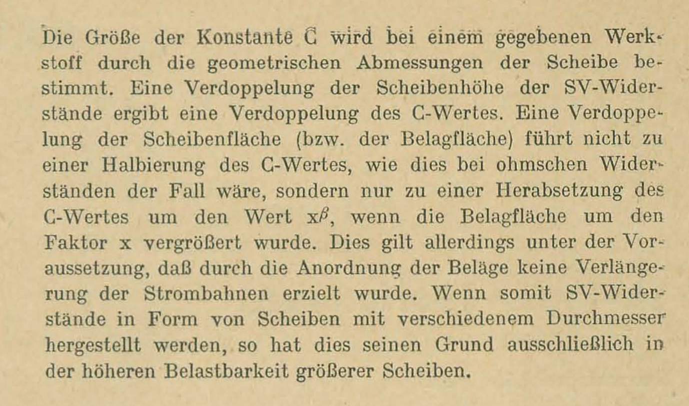
Während bisher bei den spannungsabhängigen Widerständen der KWH-Produktion β, C und der Durchmesser in der Typenbezeichnung angegeben wurden, wurde ab 1962 eine Umstellung des gesamten Programmes auf Spannungs- und Stromwerte vorgenommen, wobei die Bauform als Zahl angefügt wird. Gleichzeitig wurden die Werte der internationalen Reihe E 12 angeglichen. Den Unterschied der alten zur neuen Bezeichnungsweise zeigt das folgende Beispiel:
Die alte Typenbezeichnung 0,19/3000-9 besagte, daß es sich um einen spannungsabhängigen Widerstand mit einem Durchmesser von 9 mm handelte, der einen mittleren β-Wert von 0,19 und ein C von 3000 aufwies.
Die neue Typenbezeichnung SV 1300/10-9 bezeichnet einen spannungsabhängigen Widerstand von 9 ± 1,5 mm ∅, der bei einem Meßstrom von 10 mA einen Spannungsabfall von 1300 V aufweist. Der zugehörige β-Wert kann aus dem Katalogblatt entnommen werden und beträgt 0,19 ± 0,03.
Der Grund für diese Umstellung ist, daß bei den Verbrauchern in fast allen Fällen von Strom- und Spannungswerten ausgegangen wird, während C nur eine Hilfsgröße zur Bestimmung dieser Werte ist. Eine C-Toleranz von ±20% kann eine wesentlich größere Toleranz von U in bestimmten Strombereichen bedingen. Es ist daher zweckmäßig, wenn vom Hersteller die Toleranzgarantien bereits für den Bereich angegeben werden, in dem später der Widerstand arbeiten soll.
Zur raschen Bestimmung des C-Wertes bei einem bestimmten Typ, für den U, I und β bekannt sind (aus der Typenangabe oder durch Messungen), läßt sich das Nomogramm nach Bild 4 verwenden. Dabei werden in der angegebenen Weise die zugehörigen Strom- und Spannungswerte eines Widerstandes durch eine Gerade verbunden. Man sucht dann auf der unteren Abszisse den entsprechenden β-Wert auf und findet auf der C-Ordinate den gesuchten C-Wert. Umgekehrt kann man bei gegebenen C- und β-Werten für verschiedene Ströme die zugehörigen Spannungen ablesen. Es muß darauf hingewiesen werden, daß dieses Nomogramm auf der Grundlage der Gleichung

$$U = C \cdot I^{\beta}$$

konstruiert wurde, so daß die vorstehend gegebenen Hinweise zu beachten sind.
Zur Zeit werden folgende β-Gruppen geliefert:

$\beta = 0{,}18 \pm 0{,}03$
$\beta = 0{,}19 \pm 0{,}03$
$\beta = 0{,}22 \pm 0{,}03$
$\beta = 0{,}25 \pm 0{,}03$

β hängt im wesentlichen vom Werkstoff ab. Bei gleichen geometrischen Abmessungen ist ein kleineres β zwangsläufig mit einem höheren C verbunden. Umgekehrt ist man gezwungen, zur Erzielung kleinerer C-Werte den β-Wert zu vergrößern.


Die Größe der Konstante C wird bei einem gegebenen Werkstoff durch die geometrischen Abmessungen der Scheibe bestimmt. Eine Verdoppelung der Scheibenhöhe der SV-Widerstände ergibt eine Verdoppelung des C-Wertes. Eine Verdoppelung der Scheibenfläche (bzw. der Belagfläche) führt nicht zu einer Halbierung des C-Wertes, wie dies bei ohmschen Widerständen der Fall wäre, sondern nur zu einer Herabsetzung des C-Wertes um den Wert x^{β}, wenn die Belagfläche um den Faktor x vergrößert wurde. Dies gilt allerdings unter der Voraussetzung, daß durch die Anordnung der Beläge keine Verlängerung der Strombahnen erzielt wurde. Wenn somit SV-Widerstände in Form von Scheiben mit verschiedenem Durchmesser hergestellt werden, so hat dies seinen Grund ausschließlich in der höheren Belastbarkeit größerer Scheiben.

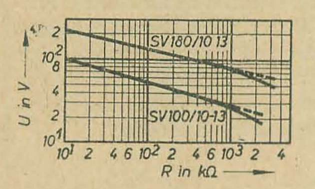


Bild 1: Spannungsabhängigkeit des elektrischen Widerstandes der Typen SV 180/10-13 mit $\beta = 0{,}19$ und SV 100/10-13 mit $\beta = 0{,}22$

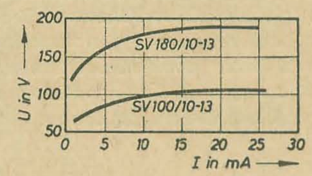


Bild 2: Strom-Spannungs-Kennlinie der Typen SV 180/10-13 und SV 100/10-13 in linearem Maßstab ◀

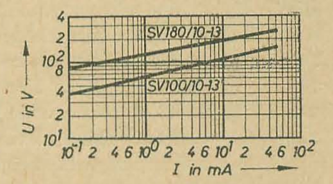


Bild 3: Strom-Spannungs-Kennlinie der Typen SV 180/10-13 und SV 100/10-13 in doppelt logarithmischem Maßstab ▶

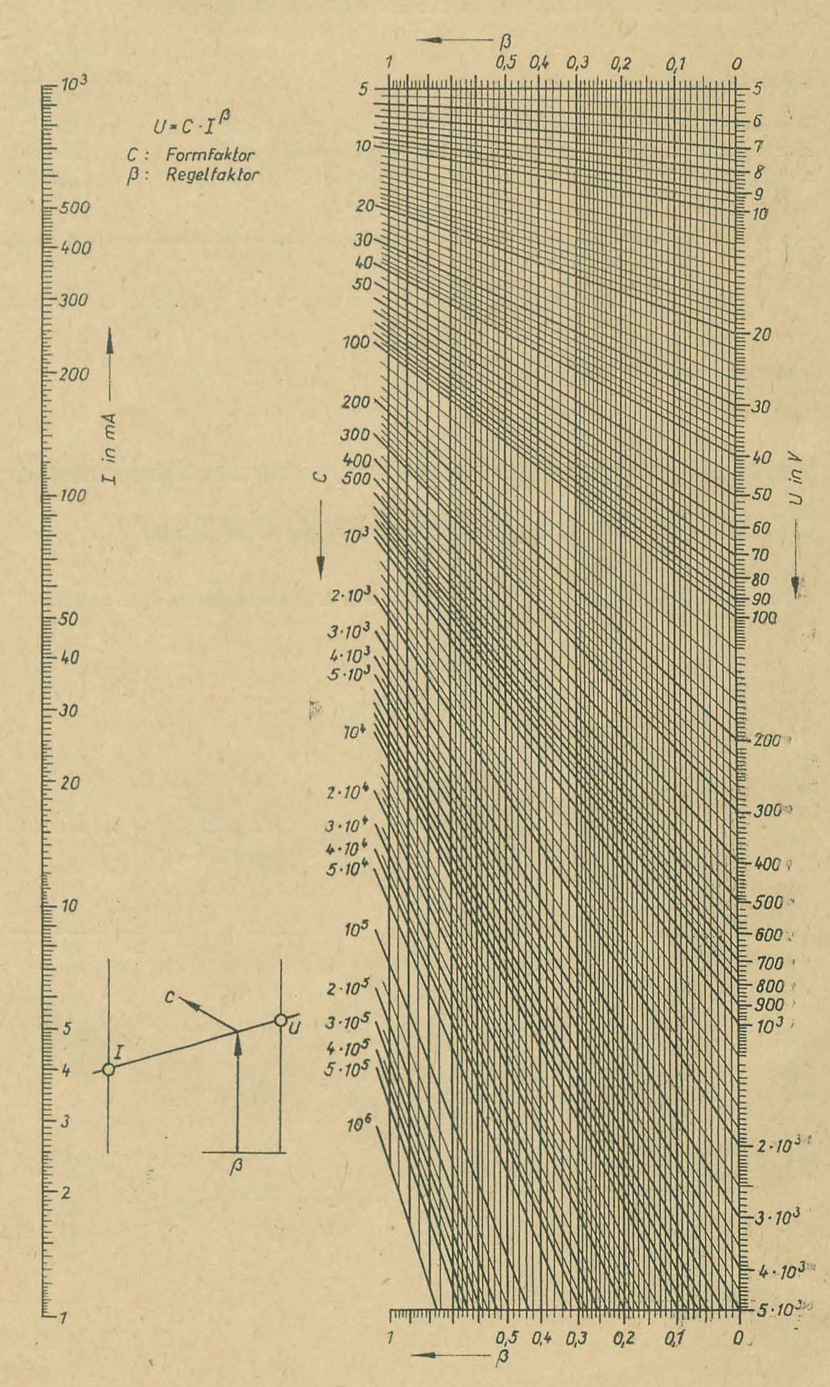


Bild 4: Nomogramm zur Bestimmung der C-Werte von spannungsabhängigen Widerständen

Fortsetzung von Seite 52

Verhalten von Interesse. Auf diesen Arbeitsbereich wird bei der Kennliniendarstellung näher eingegangen.

Das Ersatzschaltbild eines SV-Widerstandes

Aus dem bereits geschilderten Verhalten des SV-Widerstandes ist das vereinfachte Ersatzschaltbild (Bild 5) leicht zu verstehen. Im Bereich der direkten Berührungszone, in dem für den Widerstand das Ohmsche Gesetz gilt,

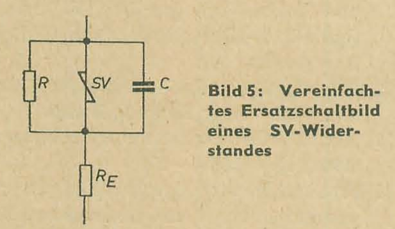


Bild 5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines SV-Widerstandes

stellt der Widerstand R die Summe aller Berührungswiderstände dar. Im Gegensatz dazu drückt der SV-Widerstand die Summe aller spannungsabhängigen Widerstände in der erweiterten Berührungszone aus. Die Kapazität C bedeutet die Gesamtkapazität, die von der angelegten Spannung und außerdem vom Dielektrikum der Bindemasse abhängt. Größe und Durchmesser sind natürlich ebenfalls von Einfluß. Durch diese meist unerwünschte Kapazität ist der SV-Widerstand frequenzabhängig. Bei hohen Frequenzen und kleinen

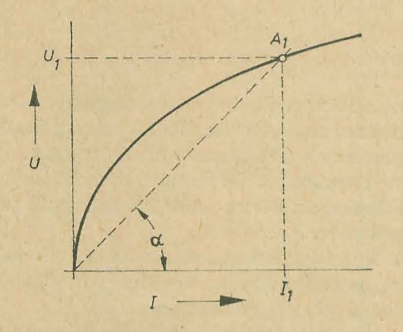


Bild 6: Widerstandsverlauf eines SV-Widerstandes im einfachen Koordinatensystem, U = f(I)

Strömen macht sich die Kapazität besonders stark bemerkbar. Der in Reihe geschaltete Widerstand R_E ist der konstante Widerstand der Metallelektroden.

Elektrische Eigenschaften der Strom-Spannungskennlinie

Der SV-Widerstand wird weitgehend durch die Strom-Spannungskennlinie charakterisiert. Aus dieser Kennlinie lassen sich die elektrischen Beziehungen sowie die Anwendungsmöglichkeiten des SV-Widerstandes bestimmen. Wie jeder lineare Widerstand durch das Ohmsche Gesetz ausgedrückt wird, läßt sich auch der nichtlineare spannungsabhängige Widerstand durch ähnliche Beziehungen darstellen. Bild 6 zeigt die Strom-Spannungsbeziehung eines derartigen Widerstandes.

Dieser Widerstandsverlauf gilt jedoch nur für einen bestimmten Arbeitsbereich. Für die Beziehung zwischen Strom und Spannung gilt im Arbeitsbereich mit einer Stromdichte von $> 0{,}1\ \mathrm{mA/cm^2}$ bis zur maximalen Belastung, annähernd die Gleichung

$$U = C \cdot I^{\beta} \qquad (1)$$

C ist eine Konstante. Sie ist zahlenmäßig gleich der Spannung in Volt, bei der durch den SV-Widerstand der Strom von 1 A fließt. Das bedeutet jedoch nicht, daß der SV-Widerstand eine Belastung von 1 A aushält. Der C-Wert kann grafisch ermittelt werden, wie im nachfolgenden noch näher erklärt wird. Außerdem hängt der C-Wert von den geometrischen Abmessungen des SV-Widerstandes ab, also vom Scheibenquerschnitt Q und der Scheibendicke d. Der Exponent β ist ein Maß für die Nichtlinearität, der die Größe der Spannungsabhängigkeit angibt. $\beta = 1$ entspricht einem ohmschen Widerstand.

Da der C-Wert direkt proportional zur Scheibendicke d und umgekehrt proportional zum Scheibenquerschnitt Q ist, gilt für den C-Wert folgende Gleichung

$$C = \frac{b \cdot d}{Q^{\alpha}} \qquad (2)$$

In der Gleichung (2) ist b zahlenmäßig der C-Wert eines SV-Widerstandes von 1 cm² Querschnitt und 1 mm Dicke. Der Koeffizient der Nichtlinearität ist $\alpha = 1/\beta$. Nach Umstellung läßt sich der β-Wert errechnen.

$$\beta = \frac{\ln Q}{\ln \frac{b \cdot d}{C}} \qquad (3)$$

Wird in der Kennlinie im Bild 6 ein Arbeitspunkt A_1 gewählt, so ergibt sich ein Gleichstromwiderstand, der auch als statischer Widerstand bezeichnet wird. Dieser spannungsabhängige Widerstand nimmt bei verschiedenen Arbeitspunkten natürlich auch verschiedene Werte an und wird durch die Gleichung

$$R_S = \tan \alpha = \frac{U_1}{I_1} \qquad (4)$$

ausgedrückt.

Soll nun der angelegten Gleichspannung U_1 ein Wechselstrom kleinerer Amplitude überlagert werden, so ergibt sich durch die differentielle Größenänderung des Strom-Spannungsverhältnisses der dynamische oder der Wechselstromwiderstand R_d. Im Bild 7 ist eine grafische Darstellung gezeigt, aus der sich der Wechselstromwiderstand R_d ergibt.

$$R_d = \tan \gamma = \frac{\Delta u}{\Delta i} \qquad (5)$$

Der Widerstand R_d wird im wesentlichen durch die mehr oder weniger große Steilheit der Kennlinie im Arbeitspunkt A_1 bestimmt.

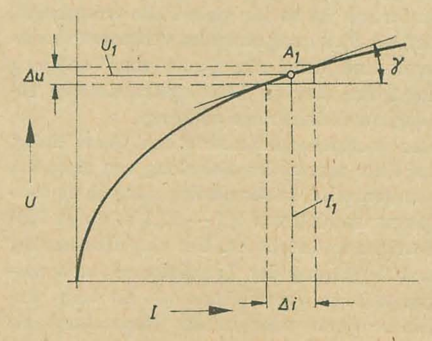


Bild 7: Grafische Ermittlung des Widerstandes R_d

Der mathematische Zusammenhang zum Gleichstromwiderstand R_S wird durch die Differentiation der allgemeinen Strom-Spannungsverhältnisse erklärt. Dafür gelten folgende Beziehungen:

$$U = C \cdot I^{\beta}, \qquad C = \frac{U}{I^{\beta}}, \qquad R_S = \frac{U}{I}$$

Durch die Differentiation erhält man

$$\frac{dU}{dI} = \beta \cdot C \cdot I^{(\beta - 1)} = \beta \cdot \frac{U}{I^{\beta}} \cdot I^{(\beta - 1)} = \beta \cdot \frac{U}{I}$$

Daraus folgt

$$\frac{dU}{dI} = \beta \cdot R_S = R_d$$

oder

$$R_d = R_S \cdot \beta \qquad (6)$$

Da in der Praxis der β-Wert etwa zwischen 0,17 und 0,3 liegt, ist aus Gleichung (6) zu ersehen, daß $R_d < R_S$ ist.

Zur Darstellung im doppeltlogarithmischen Maßstab wird die Gleichung (1) auf beiden Seiten logarithmiert.

$$\lg U = \lg C + \lg I \cdot \beta \qquad (7)$$

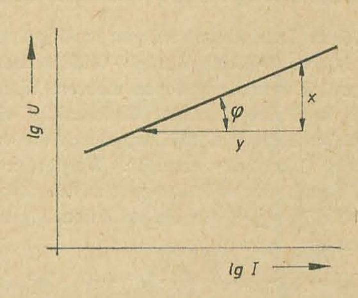


Bild 8: Strom-Spannungsbeziehung im doppeltlogarithmischen Koordinatensystem

Die Steilheit der geraden Kennlinie wird durch den β-Wert ausgedrückt und läßt sich direkt aus der grafischen Darstellung (Bild 8) entnehmen.

$$\tan \varphi = \beta = \frac{x}{y} \qquad (8)$$

Nachdem der β-Wert ermittelt ist, erfolgt zweckmäßig die Bestimmung des C-Wertes. Gleichung (7), nach lg C umgestellt, ergibt

$$\lg C = \lg U - \beta \cdot \lg I \qquad (9)$$

Für eine genaue Ermittlung des C-Wertes ist es vorteilhaft, mehrere Kennlinienpunkte zu berechnen, um daraus den Mittelwert zu entnehmen.

Zulässige Belastung und Betriebstemperatur

Die Betriebstemperatur eines SV-Widerstandes hängt im wesentlichen von der Verlustleistung, der Wärmeleitfähigkeit des betreffenden Werkstoffes und von der Umgebungstemperatur ab. In ruhender Luft rechnet man mit etwa 0,1 W/cm² Oberfläche. Bei einer höheren Verlustleistung verringert sich der Widerstand infolge des negativen Temperaturkoeffizienten. Das bedeutet, daß die Leistung ansteigt. Durch Anwendung einer zusätzlichen Wärmeableitung ist eine weitere Belastungssteigerung möglich; dabei ist jedoch zu beachten, daß die Dauer- und Stoßbelastung eine Oberflächentemperatur von etwa +100 °C

nicht überschreitet. Die Verlustleistung im SV-Widerstand ist nach Gleichung (1)

$$P = U \cdot I = C \cdot I^{\beta + 1} \qquad (10)$$

Die zulässige Temperatur von etwa +100 °C ist für Widerstände mit gelöteter Kontaktierung bestimmt. Bei kurzen Stoßbelastungen hängt die entwickelte Wärmemenge vom Energieinhalt des Stoßes, von der Wärmekapazität und der Masse des SV-Widerstandes ab. In diesem Fall entsteht ein Temperaturanstieg auf +100 °C durch eine Belastung mit 60 Ws/g.
Besitzt also ein SV-Widerstand die Masse von 1 g, so kann die Belastung während 1 s 60 W betragen.
Die im Widerstand vernichtete elektrische Stoßenergie berechnet sich aus

$$W = U \cdot I \cdot t \cdot z \cdot 10^{-6}\,\mathrm{Ws} \qquad (11)$$

Darin bedeuten:

U = Spannung am Widerstand in V
I = Stromdurchfluß in A
t = Belastungsdauer in μs
z = Anzahl der Stromstöße

Reihenschaltung von SV-Widerständen

Für höhere Betriebsspannungen benötigt man auch höhere C-Werte des SV-Widerstandes. Das erreicht man, indem man mehrere Widerstände in Reihe schaltet. Gleichzeitig wird damit eine bessere Abkühlung durch die vergrößerte Oberfläche erreicht. Werden zwei SV-Widerstände in Reihe geschaltet, so gilt nach Gleichung (1) für die an ihnen liegende Spannung

$$U = U_1 + U_2 = C_1 \cdot I^{\beta_1} + C_2 \cdot I^{\beta_2} \qquad (12)$$

Schaltet man n gleiche Widerstände in Reihe, so erhält man für die Gleichung (1), da der gesamte Spannungsabfall n · U ist und der Strom I durch alle Widerstände fließt,

$$n \cdot U = C_n \cdot I^{\beta} \qquad (13)$$

Aus den Gleichungen (1) und (13) ergibt sich

$$n = \frac{C_n}{C}$$

oder

$$C_n = n \cdot C$$

Hieraus ist zu erkennen, daß der C-Wert eines SV-Widerstandes proportional mit der Scheibendicke wächst. Soll also der C-Wert verdoppelt werden ($C_n = 2\,C$), so benötigt man zwei Scheiben mit den gleichen C-Werten.
Liegt der SV-Widerstand mit einem ohmschen Widerstand in Reihe, so gilt für die Spannung an der Kombination

$$U = C \cdot I^{\beta} + R \cdot I \qquad (14)$$

Parallelschaltung von SV-Widerständen

Für niedrige Betriebsspannungen werden auch niedrigere C-Werte benötigt. Schaltet man mehrere Widerstände parallel, so ergibt sich ein resultierender Wert, der kleiner als der kleinste C-Wert des einzelnen Widerstandes ist.
Werden zwei SV-Widerstände parallel geschaltet, so ist der durch die Kombination fließende Strom

$$I_p = I_1 + I_2 = \left(\frac{U}{C_1}\right)^{1/\beta_1} + \left(\frac{U}{C_2}\right)^{1/\beta_2} \qquad (15)$$

An jedem Widerstand der Parallelschaltung liegt die gleiche Spannung U, infolgedessen fließt durch die Schaltung der Strom n · I, so daß aus Gleichung (1) folgt

$$U = C_n\,(n \cdot I)^{\beta} \qquad (16)$$

bzw.

$$C_n = C \cdot \frac{1}{n^{\beta}} \qquad (17)$$

Beispiel

Durch eine Parallelschaltung (alle Widerstände haben beispielsweise einen β-Wert von 0,17) soll ein C-Wert von der Hälfte des einzelnen C-Wertes erreicht werden. Nach Gleichung (17) ist

$$\frac{C}{2} = \frac{C}{n^{0,17}} \quad \text{oder} \quad n^{0,17} = 2 \quad \text{oder} \quad n = 2^{5,88} \approx 60$$

Hierbei würden etwa 60 SV-Widerstände benötigt werden, um den Wert C/2 zu erreichen.
Unter denselben Bedingungen mit einem β-Wert von 0,3 werden nur etwa 10 Widerstände benötigt. Daraus ist zu erkennen, daß für den gewünschten C_n-Wert um so weniger Widerstände benötigt werden, je größer der β-Wert der einzelnen Widerstände ist.
Liegt zu einem spannungsabhängigen Widerstand ein ohmscher Widerstand parallel, so gilt für den durch die Kombination fließenden Strom

$$I_p = \left(\frac{U}{C}\right)^{1/\beta} + \frac{U}{R} \qquad (18)$$

K. Belter

Literatur

[1] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
[2] Rumpf, K. H.: Bauelemente der Elektronik. VEB Verlag Technik, Berlin
[3] Hermsdorfer Technische Mitteilungen 3 (1962) H. 6 S. 168—173
[4] Franke, Horst: Eigenschaften und Anwendungen von Varistoren. radio und fernsehen 8 (1959) H. 4 S. 133 und H. 5 S. 155

Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von 0,5 ··· 12,5 V

HANS-JOACHIM GRAUL

Allgemeines

Der Einsatz von elektronisch stabilisierten Netzgeräten erfolgt in zunehmendem Maße auf dem Gebiet der elektronischen und physikalisch-chemischen Meßtechnik.
Die Einsatzmöglichkeiten dieser Netzgeräte sind sehr vielfältig. Sie werden überall dort eingesetzt, wo eine konstante Betriebsspannung erforderlich ist. So z. B. für die Speisung der Lichtquellen von Spektrofotometern, Mikrofotometern, Kalorimetern und Pyrometern. Auch als Kompensationsspannungsquellen und zur Stromversorgung von Polarografen und Gaschromatografen können sie eingesetzt werden.
In Prüffeldern, Werkstätten und Laboratorien wird ebenfalls für die Entwicklung von Transistorschaltungen eine Spannungsquelle benötigt, die niederohmig und von den Schwankungen der Netzspannung unabhängig ist. Außerdem ist es für viele Fälle erforderlich, daß die Spannung stufenlos verändert werden kann und dabei ein Strom zur Verfügung steht, der die von Leistungstransistoren benötigten Gleichströme aufbringt.
Das nachstehend beschriebene Gerät liefert bei einer maximalen Belastung von etwa 3 A eine geregelte, kontinuierlich einstellbare Ausgangsspannung von 0,5 ··· 12,5 V, die in fünf Bereiche unterteilt ist. Um eine Überlastung und Zerstörung der Transistoren durch ausgangsseitige Kurzschlüsse, wie sie beim Experimentieren oder in der Reparaturpraxis vorkommen können, zu verhindern, wurde eine elektronische Sicherung eingebaut. Damit kann man den für eine Schaltung benötigten maximalen Strom vorher einstellen.
Ein eingebautes Drehspulinstrument kann wahlweise als Strom- oder Spannungsmesser benutzt werden.
Die Ausgangsklemmen sind vom Chassis isoliert, so daß wahlweise die Plus- oder Minusklemme geerdet werden kann.

Wirkungsweise und Schaltung

Die Möglichkeit der Anwendung von Transistoren zur Stabilisierung von Speisespannungen ergibt sich aus der Tatsache, daß der

Technische Daten

Ausgangsspannungen:	Bereich 1 0,5 ··· 3 V
	Bereich 2 2,6 ··· 5,4 V
	Bereich 3 5 ··· 8 V
	Bereich 4 7,5 ··· 10 V
	Bereich 5 9,6 ··· 12,5 V
	(Zwischenwerte sind stufenlos einstellbar)
Einstellunsicherheit:	< 50 mV
max. Strom:	3 A
Stabilität:	Bei Netzspannungsänderungen von ±10% ist die Abweichung der Ausgangsspannung < 10 mV
Innenwiderstand:	< 0,008 Ω
Brummspannung bei Vollast:	< 5 mV
eingebautes Drehspulinstrument	
eingebaute elektronische Sicherung	

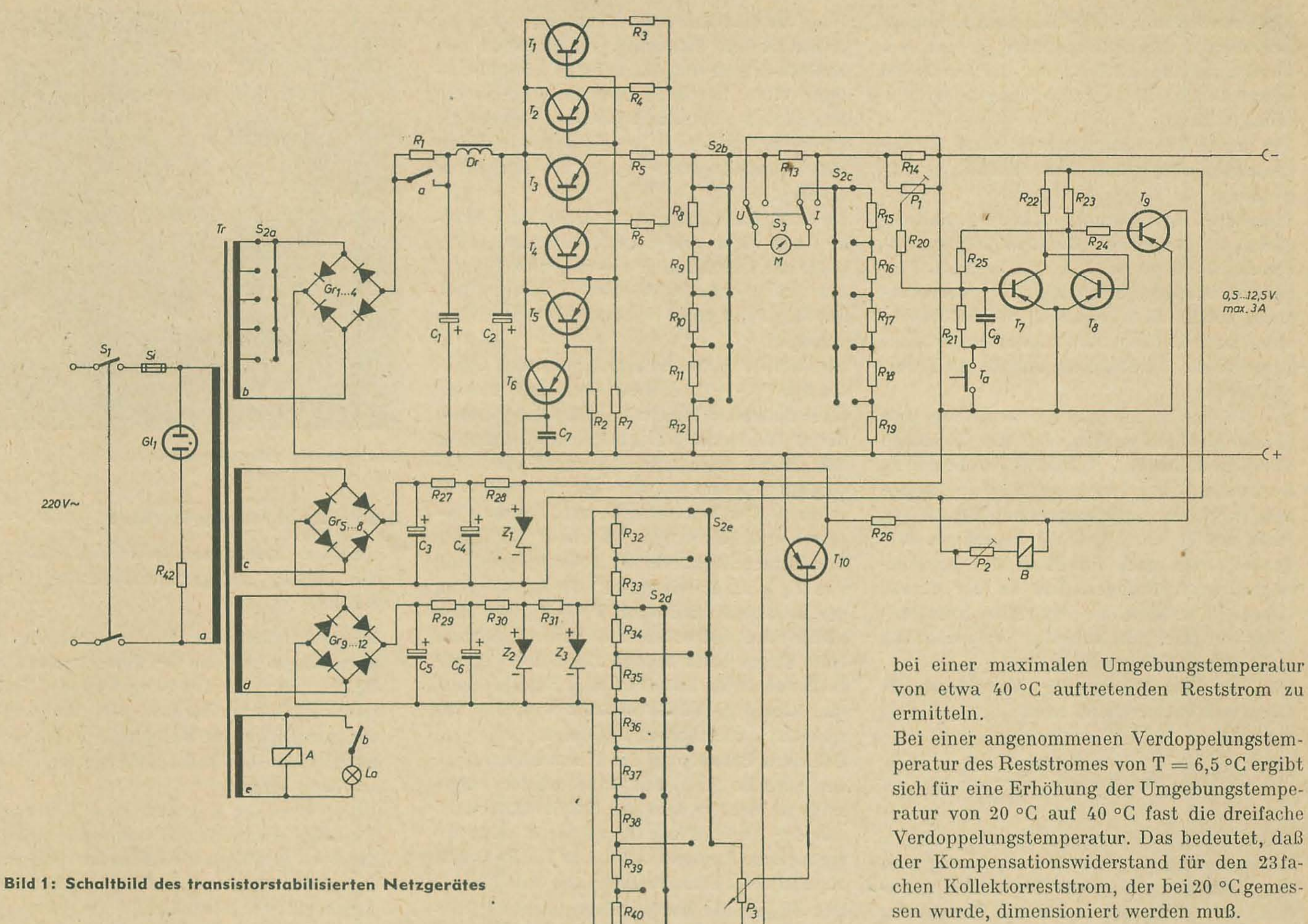


Bild 1: Schaltbild des transistorstabilisierten Netzgerätes

Durchlaßwiderstand der Emitter-Kollektorstrecke in Abhängigkeit von einer der Basis zugeführten Steuerleistung verändert werden kann. Diese Steuerleistung wird von einer Widerstandsanpassungsstufe aufgebracht. Die Widerstandsanpassungsstufe besteht aus zwei Transistoren, die den hohen Ausgangswiderstand des Verstärkertransistors auf den niedrigen Eingangswiderstand der Regeltransistoren anpassen. Bild 1 zeigt die Schaltung des transistorstabilisierten Netzgerätes.

Bei Netzgeräten mit veränderlicher Ausgangsspannung ist besonders darauf zu achten, daß die zulässige Verlustleistung der Regeltransistoren bei jeder Ausgangsspannung eingehalten wird. Die idealsten Verhältnisse erreicht man hierbei, wenn die Eingangsspannung für die Regelkette einem stufenlosen Regeltransformator, der mit dem Vergleichsspannungspotentiometer gekoppelt ist, entnommen wird.

Da dies zu aufwendig erschien, wurde von einer anderen Möglichkeit Gebrauch gemacht. Die Eingangsspannung für die Regelkette wurde am Transformator in fünf Stufen umgeschaltet. Zu diesem Zweck wurde ein Stufenschalter 1 × 5 mit fünf Ebenen eingesetzt. Die einzelnen Schaltebenen haben folgende Funktionen:

S_{2a} = Eingangsspannungswahlschalter
S_{2b} = Vorlastumschalter
S_{2c} = Meßbereichsumschalter
S_{2d+e} = Vergleichsspannungsumschalter

Da bei dem Gerät eine Überlappung der einzelnen Bereiche der Ausgangsspannung gefordert wurde, mußten für die Umschaltung der Vergleichsspannung zwei Schaltebenen eingesetzt werden.

Der Netztransformator hat sekundärseitig die Hauptwicklung b sowie die Hilfswicklungen c, d und e. Die aus der Wicklung b über den Stufenschalter entnommene Spannung in der Größe von 6,5; 9; 11,5; 14 und 16,5 V wird über vier Leistungsgleichrichter OY 120 gleichgerichtet. Um die Gleichrichter vor dem hohen Einschaltstromstoß des Ladekondensators zu schützen, wurde ein Schutzwiderstand R_1 vorgesehen, der kurz nach dem Einschalten von einem Relaiskontakt a kurzgeschlossen wird. Dieser Kurzschluß des Schutzwiderstandes ist erforderlich, da sonst der Innenwiderstand des Speisegerätes zu hoch wird.

Die der Siebkette nachgeschalteten Leistungstransistoren $T_1 \cdots T_4$ vom Typ OC 837 sind parallel geschaltet. Eine unterschiedliche Aufteilung des Laststromes, hervorgerufen durch die Streuung des Stromverstärkungsfaktors der einzelnen Leistungstransistoren, kann durch die gegenkoppelnden Emitterwiderstände $R_3 \cdots R_6$ ausgeglichen werden. Dadurch wird eine gleichmäßige Belastung der einzelnen Leistungstransistoren erreicht.

Die Widerstandsanpassungsstufe besteht aus den Emitterfolgern T_5 und T_6. Eine Kompensation der Restströme erfolgt über R_2 und R_7. Da das Reststromverhalten von Transistoren temperaturabhängig ist, ist es erforderlich, den bei einer maximalen Umgebungstemperatur von etwa 40 °C auftretenden Reststrom zu ermitteln.

Bei einer angenommenen Verdoppelungstemperatur des Reststromes von T = 6,5 °C ergibt sich für eine Erhöhung der Umgebungstemperatur von 20 °C auf 40 °C fast die dreifache Verdoppelungstemperatur. Das bedeutet, daß der Kompensationswiderstand für den 23fachen Kollektorreststrom, der bei 20 °C gemessen wurde, dimensioniert werden muß.

$$R_2 \text{ und } R_7 = \frac{U_{max}}{8 \cdot I_{CBO\,(20\,°C)}}$$

Die Widerstände $R_8 \cdots R_{12}$ wirken als Vorlast. Sie sind über den Stufenschalter der jeweiligen Spannung angepaßt und verbessern die Regelwirkung im Leerlauf.

Eine Hilfsspannung von 35 V wird zur Erzeugung der Vergleichsspannung der Wicklung d entnommen und über die in Grätzschaltung liegenden Gleichrichter vom Typ OY 911 gleichgerichtet. Mittels einer zweistufigen Stabilisierungsschaltung mit den Zenerdioden Z_2 und Z_3 wird eine gute Konstanz der Vergleichsspannung erreicht. Die Ausgangsspannung dieser Stabilisierungskette entspricht dem Spannungswert der letzten Zenerdiode.

Je nach Größe der geforderten Spannung können auch zwei Zenerdioden in Reihe geschaltet werden. Eine Kettenschaltung von mehr als zwei Zenerdioden erscheint jedoch

Wickeldaten

Transformator Tr

Kern M 102/35, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet

Primärwicklung a:	704 Wdg.	0,45 CuL
Sekundärwicklung b:	58 Wdg.	1,5 CuL
	Abgriffe bei 22,5; 31; 40; 48,5 Wdg.	
Sekundärwicklung c:	121 Wdg.	0,2 CuL
Sekundärwicklung d:	121 Wdg.	0,35 CuL
Sekundärwicklung e:	42 Wdg.	0,35 CuL

Netzdrossel Dr

Kern M 102/35, Dynamoblech IV, 1 mm Luftspalt, Bleche einseitig geschichtet
Mit 1,5 CuL ohne Lagenisolation vollwickeln

nicht zweckmäßig, da die thermisch bedingten Änderungen der Zenerspannung größer sein können als die Änderungen, die durch die schwankende Eingangsspannung hervorgerufen werden.

Die prinzipielle Wirkungsweise einer Stabilisierungsschaltung mit Zenerdioden ist folgende:

Steigt die Eingangsspannung an, so nimmt der durch die Zenerdiode fließende Strom entsprechend zu, so daß fast die gesamte Eingangsspannungsschwankung am Vorwiderstand abfällt. Eine Änderung der Zenerspannung durch den Zenerstrom ist um so geringer, je steiler die Durchbruchkennlinie der Zenerdiode verläuft.

Bei der Dimensionierung der Schaltung muß darauf geachtet werden, daß die jeweiligen Vorwiderstände R_{29}, R_{30} und R_{31} so bemessen werden, daß bei dem niedrigsten Netzspannungswert, der noch ausgeregelt werden soll (z. B. 200 V), der durch die Zenerdiode fließende Strom noch innerhalb des Zenerbereiches liegt. Dagegen darf an der oberen Grenze, d. h. bei einer maximalen Netzspannung von 240 V, die zulässige Verlustleistung nicht überschritten werden.

Für die Ermittlung der Vorwiderstände $R_{27,28}$ und entsprechend auch $R_{29,30}$ gilt vereinfacht

$$R_{27,28} \text{ und } R_{29,30} = \frac{U_E - U_z}{I_{z\,min}}$$

Dabei ist U_E die Eingangsspannung bei 200 V Netzspannung, U_z die Zenerspannung und $I_{z\,min}$ der kleinstmögliche Zenerstrom unterhalb des Zenerknickes. Für die Berechnung von R_{31} nimmt man einen Zenerstrom an, der etwa einem Drittel des durch den Spannungsteiler $R_{32} \ldots R_{41}$ fließenden Stromes entspricht. Am Potentiometer P_3 kann man in jeder Stellung des Stufenschalters die sich überlappende Vergleichsspannung der einzelnen Stufen einstellen.

Eine weitere Hilfsspannung von 35 V, die der Wicklung c entnommen wird, dient zur Speisung des Verstärkertransistors T_{10} sowie der elektronischen Sicherung. R_{26} begrenzt den Kollektorstrom von T_{10} auf den höchstzulässigen Wert. Der Transistor T_{10} wird an der Basis von der Vergleichsspannung angesteuert und steuert selbst die Transistoren der Widerstandsanpassungsstufe sowie die Regeltransistoren.

Da Schmelzsicherungen auf Grund ihrer Trägheit nur einen ungenügenden Schutz gegen plötzliche Überlastungen — wie sie bei einem Kurzschluß auftreten können — bieten, wurde das Gerät mit einer elektronischen Sicherung versehen.

Die elektronische Sicherung mit den Transistoren $T_7 \cdots T_9$ arbeitet nach dem Prinzip eines bistabilen Multivibrators. Überschreitet die am Widerstand R_{14} abfallende Spannung auf Grund eines hohen Stromes einen bestimmten Wert, so wird der Transistor T_7 geöffnet. Der Transistor T_8 wird dadurch gesperrt und öffnet den Transistor T_9. Dieser Transistor schließt nun die Kollektorspannung von T_{10} kurz. Damit entfällt die Ansteuerung der Leistungstransistoren $T_1 \cdots T_4$, ihre Kollektor-Emitterstrecken sind gesperrt, es kann kein Strom mehr fließen. Der über T_9 abfließende Strom läßt das Relais B ansprechen, und über den Relaiskontakt b wird das Ansprechen der Sicherung angezeigt.

Soll nach Beseitigung der Kurzschlußursache der normale Betriebszustand wieder hergestellt werden, so wird der Multivibrator mittels der Rückholtaste T_a wieder in seine ursprüngliche Lage gebracht. Das Relais B fällt ab, und die Überlastungsanzeige erlischt.

Das eingebaute Drehspulinstrument ist umschaltbar und als Strom- oder Spannungsmesser zu benutzen. Mit dem Parallelwiderstand R_{13} wurde es auf einem maximalen Strom von 3 A geeicht. Über die Widerstandskette $R_{15} \cdots R_{19}$ werden die einzelnen Spannungsbereiche eingestellt. Es empfiehlt sich, für die Widerstände $R_{15} \cdots R_{19}$ Einstellregler vorzusehen, da durch diese eine bessere Einstellmöglichkeit gegeben ist.

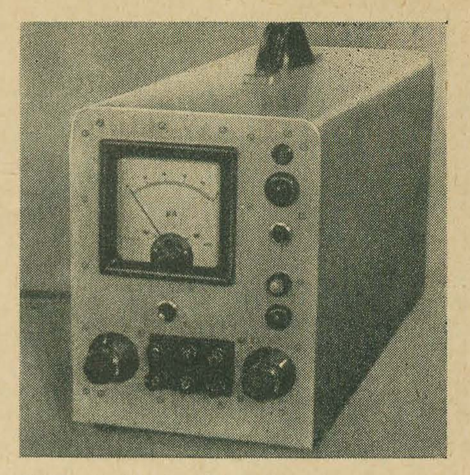


Bild 2: Ansicht des Netzgerätes

Inbetriebnahme des Gerätes

Für die Inbetriebnahme des Gerätes erscheint es zweckmäßig, in folgender Reihenfolge vorzugehen:

1. Inbetriebnahme der beiden stabilisierten Spannungen aus den Wicklungen c und d. Prüfen, ob über den vorgesehenen Netzspannungstoleranzbereich die Ausgangsspannung konstant bleibt und ob die Verlustleistung der Zenerdioden nicht überschritten wird.
2. Überprüfen der elektronischen Sicherung. Evtl. Widerstand R_{14} zur Kontrolle in einen anderen Stromkreis einschalten und mit dem Potentiometer P_1 auf den vorgesehenen Ansprechstrom einstellen.
3. Anschalten des gesamten Gerätes. Es soll möglichst über einen Regeltransformator hochgeregelt werden. Dabei sind laufend die Kollektor-Emitterspannungen der Regeltransistoren zu überprüfen. Es muß an der untersten Netzspannungstoleranzgrenze bei voller Last noch eine Spannung von 1 ··· 2 V über der Emitter-Kollektorstrecke abfallen.

Zusammenstellung der verwendeten Bauelemente

$C_{1 \cdots 2}$	Elektrolytkondensator	5000	µF	25/30	V
$C_{3,5}$	Elektrolytkondensator	100	µF	70	V
C_4	Elektrolytkondensator	100	µF	25	V
C_6	Elektrolytkondensator	500	µF	30/35	V
C_7	Duroplastkondensator	0,5	µF	125	V
C_8	Duroplastkondensator	0,1	µF	125	V
$Gr_{1 \cdots 4}$	Ge-Leistungsgleichrichter	OY 120			
$Gr_{5 \cdots 8}$	Ge-Flächengleichrichter	OY 101			
$Gr_{9 \cdots 12}$	Si-Gleichrichter	OY 911			
Gl_1	Glimmlampe				
La	Glühlampe				
M	Drehspulinstrument	50	µA	18000	Ω/V
P_1	Einstellregler	100	Ω	0,2	W
P_2	Einstellregler	5	kΩ	0,2	W
P_3	Potentiometer	5	kΩ	lin 0,5	W
A	Relais mit Einschaltverzögerung				
B	Relais				
S_1	Einschalter zweipolig				
S_2	5-Ebenen-Stufenschalter (je Ebene 1 × 5 Kontakte)				
S_3	Umschalter zweipolig				
Si	Feinsicherung	1,6	A		
$T_{1 \cdots 4}$	Leistungstransistor	OC 837			
T_5	Flächentransistor	OC 821			
T_6	Flächentransistor	OC 811			
$T_{7 \cdots 9}$	Flächentransistor	OC 816			
T_{10}	Flächentransistor	OC 811			
T_a	Drucktaste mit Arbeitskontakt				
R_1	Drahtwiderstand	10	Ω	15	W
R_2	Schichtwiderstand	16	kΩ	0,5	W
$R_{3 \cdots 6}$	Drahtwiderstand	etwa 0,3	Ω	1)	
R_7	Schichtwiderstand	800	Ω	0,25	W
R_8	Schichtwiderstand	54	kΩ	0,1	W
$R_{9 \cdots 12}$	Schichtwiderstand	45	kΩ	0,1	W
$R_{13 \cdots 14}$	Drahtwiderstand	etwa 0,05	Ω	2)	
$R_{15 \cdots 19}$	Schichtwiderstand	80	Ω	1	W
R_{20}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,25	W
R_{21}	Schichtwiderstand	500	kΩ	0,25	W
$R_{22 \cdots 23}$	Schichtwiderstand	2,5	kΩ	0,25	W
$R_{24 \cdots 25}$	Schichtwiderstand	20	kΩ	0,25	W
R_{26}	Schichtwiderstand	25	kΩ	0,25	W
R_{27}	Schichtwiderstand	400	Ω	1	W
R_{28}	Schichtwiderstand	250	Ω	1	W
$R_{29 \cdots 30}$	Schichtwiderstand	100	Ω	2	W
R_{31}	Schichtwiderstand	40	Ω	2	W
R_{32}	Schichtwiderstand	30	Ω	0,25	W
$R_{33,35}$	Schichtwiderstand	6	Ω	0,25	W
$R_{34,36}$	Schichtwiderstand	24	Ω	0,25	W
$R_{37,39}$	Schichtwiderstand	6	Ω	0,25	W
$R_{38,40}$	Schichtwiderstand	24	Ω	0,25	W
R_{41}	Schichtwiderstand	6	Ω	0,25	W
R_{42}	Schichtwiderstand	120	kΩ	0,25	W
Z_1	Si-Zenerdiode	ZL 12			
Z_2	Si-Zenerdiode	ZL 910/16 oder ZL16			
Z_3	Si-Zenerdiode	2 × Z6 in Reihenschaltung			

1) 2-W-Körper mit 0,6 CuL bewickelt
2) 1-W-Körper mit 0,6 CuL bewickelt

Aufbau des Gerätes

Das Gerät wurde als Versuchsschaltung aufgebaut. Bild 2 zeigt das Gerät im betriebsbereiten Zustand.
In der rechten oberen Ecke befindet sich die Netzkontrollampe. Darunter Sicherung und Netzschalter, die Anzeigelampe für die elektronische Sicherung, die Rückholtaste sowie der Spannungsfeinregler. Auf der linken Seite befindet sich der Spannungswahlschalter. Der Umschalter für die Strom- oder Spannungsanzeige wurde unter dem Meßinstrument, welches noch mit der Originalskala versehen ist, angebracht.

Zusammenfassung

Mit dem vorliegenden Beitrag verbindet sich die Absicht, einen Einblick in die Möglichkeiten des Aufbaues von transistorstabilisierten Netzgeräten mit stufenloser Spannungsregelung zu geben. Es wurde daher auch nicht auf eine mechanische Beschreibung oder auf die auftretenden Kühlprobleme eingegangen. Es soll Sinn und Zweck dieses Beitrages sein, den Lesern anhand einer Schaltung die Wirkungsweise des Gerätes zu erläutern, um für eigene Arbeiten eine Anregung zu geben.

Literatur

[1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961) H. 15 S. 482—485; H. 16 S. 519—521; H. 17 S. 545—547
[2] Richter, W.: Zwei transistorisierte Netzgeräte. radio und fernsehen 10 (1961) H. 17 S. 530—531
[3] Diefenbach, W.: Transistorstabilisiertes Netzgerät. Funktechnik 17 (1962) H. 15 S. 515—516
[4] Siemens-Firmenmitteilungen: Halbleiter-Bauelemente

Die Anwendung von Kaltkatodenröhren und Halbleiterbauelementen in logischen Netzwerken für elektronische Selektivrufauswerteschaltungen Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. JOACHIM KULLMANN
VEB Werk für Fensehelektronik, Berlin

Im ersten Teil dieses Beitrages wurde die allgemeine Funktion einer vorhandenen Selektivrufauswerteschaltung behandelt. Im folgenden werden nun verschiedene Schaltungsgruppen untersucht, deren geeignete Zusammenschaltung die elektronische Lösung des vorliegenden Problems bietet [6]. Dabei stehen einmal Kaltkatoden-Relaisröhren im Mittelpunkt, und einmal Transistoren.

Schaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren

Koinzidenzschaltung für die Zeichenüberprüfung

Eine Koinzidenzschaltung gibt an ihrem Ausgang nur dann ein Signal ab, wenn an den beiden Eingängen gleichzeitig ein Signal anliegt. Sie wird daher eingesetzt zur Verwandlung des jeweils aus zwei Impulsen bestehenden Einzelzeichens einer Rufnummer in einen Impuls, womit automatisch die Vollständigkeit des Zeichens überprüft ist.
Die angewandte Koinzidenzschaltung wurde mit Halbleiterdioden bestückt und arbeitet wie folgt (s. Bild 3):
Liegt an den Eingängen E_1 und E_2 kein positives Potential, dann sind die Dioden für die Spannung $+U$ in Durchlaßrichtung geschaltet. Ist $R_1 \gg R_2$ und R_3, so liegt am Ausgang A praktisch Massepotential. Gelangen an die Eingänge E_1 und E_2 gleichzeitig positive Signale mit einer Amplitude $> (+U)$, werden die Dioden gesperrt, so daß am Ausgang A die Spannung $+U$ erscheinen kann.

Bild 3: Koinzidenzschaltung mit Halbleiterdioden

Torschaltungen

Bei Torschaltungen wird es von bestimmten Umständen abhängig gemacht, ob ein Signal einen vorgeschriebenen Weg passieren kann oder nicht. In der zu entwickelnden Selektivrufauswerteschaltung werden Torschaltungen zur Verhinderung von Zweideutigkeiten bei sich wiederholenden Frequenzkombinationen innerhalb eines Rufzeichens eingesetzt.
Die im Bild 4 dargestellte Torschaltung benötigt für den geschlossenen Zustand eine negative Steuerspannung.
Liegt keine Steuerspannung U_{St} an, dann ist die Diode für positive Eingangsimpulse durchlässig. Durch Anlegen einer negativen Steuerspannung — U_{St}, deren Amplitude größer als die Eingangsspannung ist, wird die Diode gesperrt. Dadurch können keine Eingangssignale mehr am Ausgang A erscheinen.
Eine durch positive Steuerspannungen gesperrte Torschaltung hat folgenden Aufbau (Bild 5).

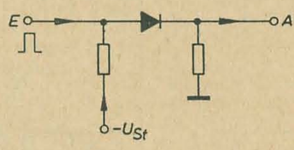


Bild 4: Torschaltung für negative Steuerspannung

Ist die Spannung $+U_{St}$ nicht vorhanden, erscheinen positive Impulse am Ausgang A. Ist $+U_{St}$ größer als die Eingangsimpulsamplitude, wird die Diode für das Signal undurchlässig, und es kann am Ausgang A nicht mehr erscheinen.
Weiterhin ist noch eine Schaltung erwünscht, die in Grundstellung gesperrt und durch eine positive Steuerspannung geöffnet wird (Bild 6).
Fehlt die Steuerspannung $+U_{St}$, gelangen die positiven Eingangsimpulse nicht an den Ausgang A, weil sie über die in Durchlaßrichtung liegende Diode und R_2 nach Masse abgeleitet werden (Bedingung: $R_2 \ll R_1$). Wird die Diode durch $+U_{St}$ gesperrt, gelangt das Signal vom Eingang E zum Ausgang A.

Für alle geschilderten Diodennetzwerke kann die im Werk für Fernsehelektronik hergestellte Schaltdiode OA 720 verwendet werden. Grundsätzlich kommt jede Diode mit hohem Verhältnis von Sperr- und Durchlaßwiderstand in Frage.

Zähl- und Speicherschaltungen

Die Zähl- und Speicherschaltung wird durch die Rufzeichenimpulse von Stufe zu Stufe weitergeschaltet. Das Ansteuern der letzten Stufe ist das Kriterium für die Rufzeichenbeendigung und wird daher zum Auslösen eines Anrufzeichens und zum Einschalten des Senders benutzt. Weiterhin werden die Steuerspannungen für die Torschaltungen entnommen.

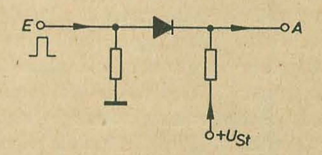


Bild 5: Torschaltung für positive Steuerspannung

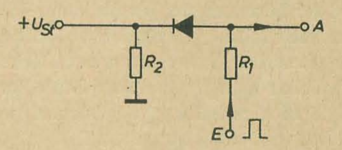


Bild 6: In Grundstellung gesperrte Torschaltung

Eine mögliche Zählschaltung wäre eine mit Elektronenröhren arbeitende Flip-Flop-Kette. Der Einsatz von Röhren ist aber im vorliegenden Fall unrentabel. Außerdem ist mit einer binär zählenden Flip-Flop-Schaltung dekadisches Zählen nur mit zusätzlichem Schaltungsaufwand möglich.
Durch den Wegfall der Heizleistung und die ständige Betriebsbereitschaft ohne Energie-

verbrauch sind Kaltkatoden-Relaisröhren für den vorliegenden Zweck gut geeignet. Dabei richtet sich die Stufenzahl der Zählkette nach der Anzahl der Einzelziffern der Rufnummer. Für fünfstellige Rufnummern ist eine fünfstufige Zählkette nötig. Der erste eintreffende Impuls (entspricht der ersten Zahl der Rufnummer) zündet $Rö_1$. Der zweite Impuls zündet $Rö_2$, wobei $Rö_1$ erlischt. Nach beendetem Rufzeichen zieht das Relais Rel an und löst entsprechende Schaltvorgänge aus (s. Bild 7).

Die genaue Funktion solcher Zählketten ist aus [7] zu entnehmen. Die Zählschaltung wurde mit der im Werk für Fernseheelektronik hergestellten Relaisröhre Z 5823 bestückt. Über den Katodenwiderständen der einzelnen Stufen der Zählschaltung stehen die Steuerspannungen für die Torschaltungen zur Verfügung.

Impulspausenüberwachung

Um Falschverbindungen durch Impulsverstümmelungen zu vermeiden, müssen die Impulse auf ihr Tastverhältnis hin untersucht werden. Dazu wird der Impulsabstand kontrolliert. In der ursprünglichen Schaltung erfolgte die Impulspausenüberwachung durch ein abfallverzögertes Pausenüberwachungsrelais. Nachteilig sind hier die mechanisch bewegten Teile. Elektronisch wurde das Problem durch einen monostabilen Multivibrator gelöst. Seine Rückkippzeitkonstante wurde etwas größer als die vorgeschriebene Impulspause gewählt. Wird daher die Impulspause z. B. durch Ausbreitungsstörungen verlängert, kippt der durch jeden Rufimpuls angestoßene Multivibrator zurück. Der dabei über einem Röhrensystem entstehende negative Impuls wird zur Löschung der jeweils in der Zähl- und Speicherschaltung gezündeten Kaltkatodenröhre benutzt. Daher kann nach beendetem Rufzeichen niemals die letzte Stufe der Zähl- und Speicherschaltung angesteuert werden; ein Ruf wird nicht ausgelöst.

Die mit Kaltkatodenröhren arbeitende Zählschaltung benötigt eine Impulsamplitude von etwa 30 V. Daher wird noch eine Impulsverstärkerstufe benötigt, die hier nicht näher behandelt werden soll. Gleichfalls sei auf die nähere Beschreibung des Freizeichenkriteriums verzichtet.

Wirkungsweise der gesamten Schaltung mit Kaltkatoden-Relaisröhren

Wegen des großen Schaltungsumfanges wird nur das Blockschaltbild nach Bild 8 zugrunde gelegt. Die Auswerteschaltung enthält dabei die sinnvollen Verbindungen folgender Funktionseinheiten: Koinzidenzschaltungen, Torschaltungen, eine Zähl- und Speicherkette, einen monostabilen Multivibrator und eine Impulsverstärkerstufe.

Zwischen den Rufnummernfiltern und den Koinzidenzschaltungen K_1 bis K_5 befindet sich das Rufnummernrangierfeld, in dem durch Einlegen von Brücken jede beliebige fünfstellige Rufnummer verschaltet werden kann.

An die Koinzidenzschaltungen schließen sich die Torschaltungen an. Tor 1 ist in Grundstellung offen, während die Tore 2 bis 5 in Grundstellung geschlossen sind.

Trifft die erste Frequenzkombination $f_2\,f_5$ des Rufzeichens der vorliegenden Station ein, so entsteht am Ausgang der Koinzidenzschaltung K_1 ein Impuls, der das Tor 1, das geöffnet ist, passieren kann. Jede beliebige andere Frequenzkombination trifft entweder auf ein geschlossenes Tor oder ist im Rufnummernrangierfeld nicht verschaltet. In der Impulsverstärkerstufe wird der erste Impuls auf etwa 30 V verstärkt. Er zündet die erste Röhre der Zählschaltung. Ein von dieser Röhre am Katodenwiderstand abgenommenes Potential öffnet damit vorbereitend die Torschaltung Tor 2, während gleichzeitig Torschaltung Tor 1 durch das an die Zählschaltung angekoppelte Diodennetzwerk gesperrt wird (es handelt sich um eine Torschaltung nach Bild 5). Trifft die zweite Frequenzkombination ein, so entsteht hinter der Koinzidenzschaltung K_2 ein Impuls, der nur die geöffnete Torschaltung Tor 2 passieren kann und außerdem nur die zweite Stufe der Zählkette zündet. Dadurch wird Röhre 1 automatisch gelöscht und Torschaltung Tor 2 dadurch wieder gesperrt, da die positive Steuerspannung für Tor 2 beim Erlöschen von Röhre 1 in der Zählkette wegfällt (Schaltung nach Bild 6). Die nun brennende Röhre 2 gibt eine Steuerspannung an Tor 3, das damit den Weg für den dritten Impuls freigibt. Tor 1 bleibt weiterhin auf Grund der Funktion des Diodennetzwerkes an der Zählkette gesperrt, da jede Stufe (Katodenkreis) dieser Kette positives Potential über die Dioden an Tor 1 abgibt.

Dieser Ablauf wiederholt sich bis zur Rufzeichenbeendigung, also bis zum fünften Impuls. Beim Eintreffen des fünften Impulses zieht das Relais Rel an. Es schaltet den Empfängerausgang von der Selektivrufauswerteschaltung auf den Lautsprecher um (Kontakt rel_2), löst ein Anrufzeichen aus und schaltet den Sender der gerufenen, beweglichen Station ein (angedeutet durch Kontakt rel_1).

Stimmt das von der Zentrale gesendete Rufzeichen nicht mit der im Rangierfeld verschalteten Rufnummer überein, fällt mindestens ein Impuls für die Zählkette aus. Dadurch kann diese nicht bis zur letzten Röhre durchschalten, das Relais Rel zieht demzufolge nicht an, und ein Anruf wird nicht ausgelöst.

Durch die von den Stufen der Zählkette gesteuerten Tore kann erst die Reihenfolge der eintreffenden Zahlen beachtet werden. Die Filter und das Rangierfeld allein können nur feststellen, welche Zahl verkodet gesendet wurde. Erst die jeweils geöffnete Torschaltung in Verbindung mit der Verschaltung im Rangierfeld gestattet, auf die Reihenfolge der ge-

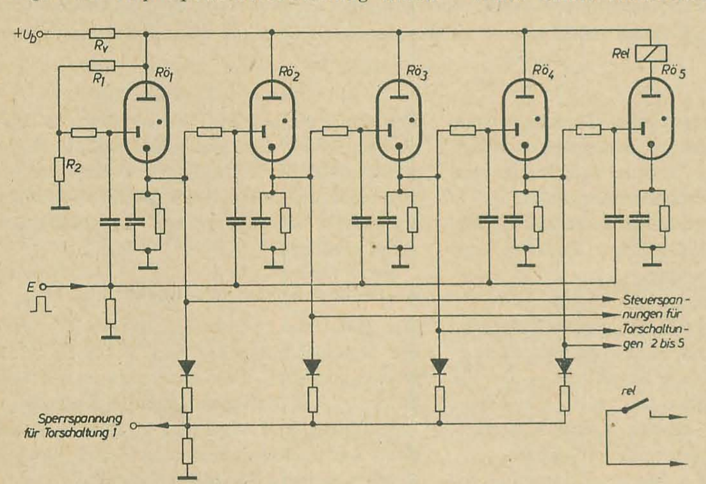


Bild 7: Zähl- und Speicherschaltung mit Kaltkatoden-Relaisröhren

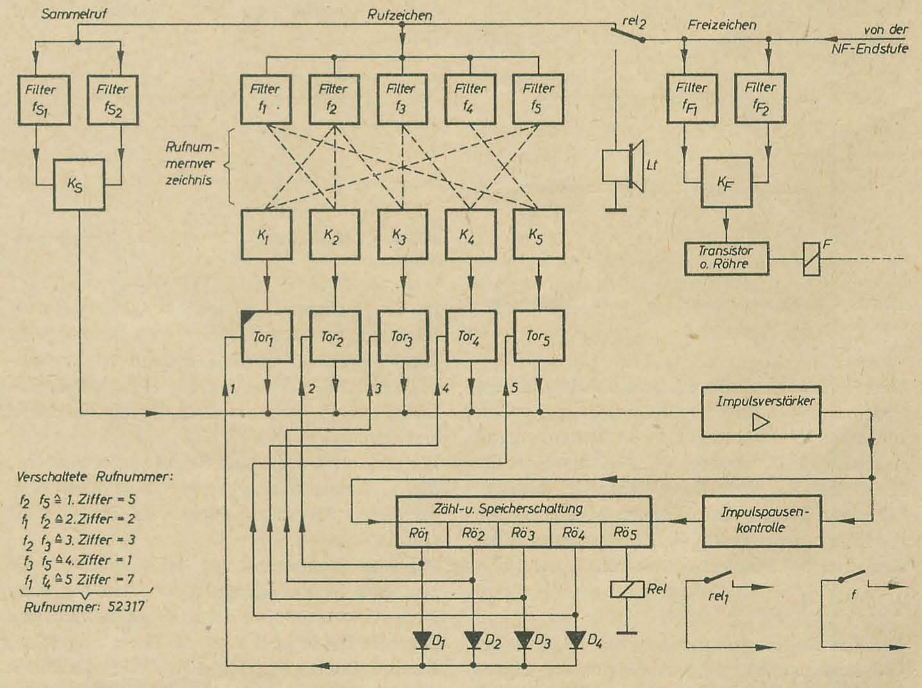


Bild 8: Blockschaltbild des Entwurfs mit Kaltkatoden-Relaisröhren (statt „Rufnummernverzeichnis" lies „Rufnummernverschaltung")

sendeten Zahlen zu reagieren. Das soll an einem Beispiel erläutert werden:
Ist die Rufnummer einer Station z. B. 52317 (s. auch Bild 8), so darf eine gesendete Nummer, die die gleichen Ziffern enthält (z. B. 25317) keinen Anruf auslösen. In der betrachteten Station liegen an der Koinzidenzschaltung K_1 die beiden Filter, die auf die verkodete „5" abgestimmt sind, so daß der von der ersten Frequenzkombination $f_2 f_5$ ausgelöste Impuls die erste Stufe der Zählkette zündet usw. Wird aber die 25317 gesendet, trifft als erste Frequenzkombination die verkodete „2" ein. Die auf die „2" abgestimmten Filter liegen aber an der Koinzidenzschaltung K_2, an die sich Torschaltung 2 anschließt (s. Bild 8). Tor 2 ist aber gesperrt, da Stufe 1 in der Zählkette nicht angesteuert wurde. Ein Anruf kann dann nicht ausgelöst werden. Diese Überlegungen können beliebig fortgesetzt werden; immer kann die Schaltung auf nur eine Rufnummer reagieren.
Der Sammelruf (fünfmal gleiche Frequenzkombination $f_{S1} + f_{S2}$) gelangt über die Koinzidenzschaltung K_S direkt auf die Impulsformer- und Verstärkerstufe. Dadurch wird bei allen Stationen ein Anruf ausgelöst.

Wirkungsweise der gesamten Schaltung mit Transistoren

Der Mittelpunkt dieser Schaltungsvariante ist eine monostabile Transistormultivibratorkette. Die Funktion eines monostabilen Transistormultivibrators soll kurz erläutert werden (Bild 9).
Transistor 2 ist im Grundzustand durchgesteuert, da seine Basis über R_3 an Minus liegt. Dadurch ist die Spannung am Kollektor dieses Transistors ziemlich klein, so daß über R_4 zu T_1 kein Basisstrom fließen kann. Somit ist T_1 gesperrt. Trifft auf den Eingang E ein negativer Impuls, wird Transistor 1 geöffnet. Der dabei über R_2 durch den Kollektorstrom entstehende Spannungssprung sperrt über C_1 den Transistor 2. Dadurch steigt dessen Kollektorspannung an, wodurch über den Spannungsteiler R_4R_5 die Durchsteuerung des T_1 unterstützt wird. Inzwischen entlädt sich C_1 über R_3. Dabei wird T_2 wieder leitend, seine Kollektorspannung sinkt ab, wodurch über R_4R_5 Transistor 1 gesperrt wird; die Schaltung hat wieder den ursprünglichen Zustand erreicht. Die Rückkippzeit der Schaltung ist durch C_1 und R_3 bestimmt.

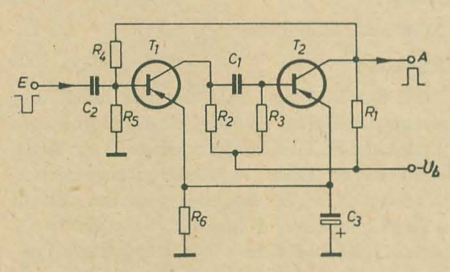


Bild 9: Monostabiler Transistormultivibrator

Die Funktion der gesamten entwickelten Schaltung ist aus Bild 10 zu ersehen. Die fünf monostabilen Multivibratoren sind jeweils an eine Torschaltung angeschlossen. Da die Transistormultivibratoren auf negative Impulse ansprechen, macht sich ein Umpolen der Dioden in den Filtern erforderlich, damit die gleichgerichteten Resonanzspannungen gegen Masse negativ sind. Deswegen sind auch alle Dioden in den Koinzidenz- und Torschaltungen gegenüber den vorhergehenden Schaltungen umgepolt.
Tor 1 ist in Grundstellung geöffnet, so daß der erste eintreffende Impuls Multivibrator M_1 umkippt. Dadurch gelangt eine negative Steuerspannung an Tor 2, das — in Grundstellung geschlossen — dadurch geöffnet wird. Die Steuerspannung verschwindet wieder, sobald M_1 zurückkippt. Die Rückkippzeit ist mit etwa 180 ms so bemessen, daß der nach 150 ms eintreffende zweite Rufzeichenimpuls das geöffnete Tor 2 noch passieren kann und damit M_2 umkippt. Dadurch wird Torschaltung 3 geöffnet, womit dann der dritte Rufzeichenimpuls den gleichen Vorgang auslöst. Der fünfte Impuls kippt schließlich M_5 um, wodurch das Relais Rel anzieht und sich nach Zurückkippen dieses Multivibrators über einen eigenen Kontakt selbst hält und die nötigen Schaltvorgänge wie im vorhergehenden Beispiel auslöst. Das Tor 1, das nach Durchlauf des ersten Impulses für die Dauer des weiteren Rufzeichens gesperrt sein muß, erhält die dazu nötige Steuerspannung von der jeweils im labilen Zustand befindlichen Transistor-Multivibratorstufe über das schon bekannte Diodennetzwerk.

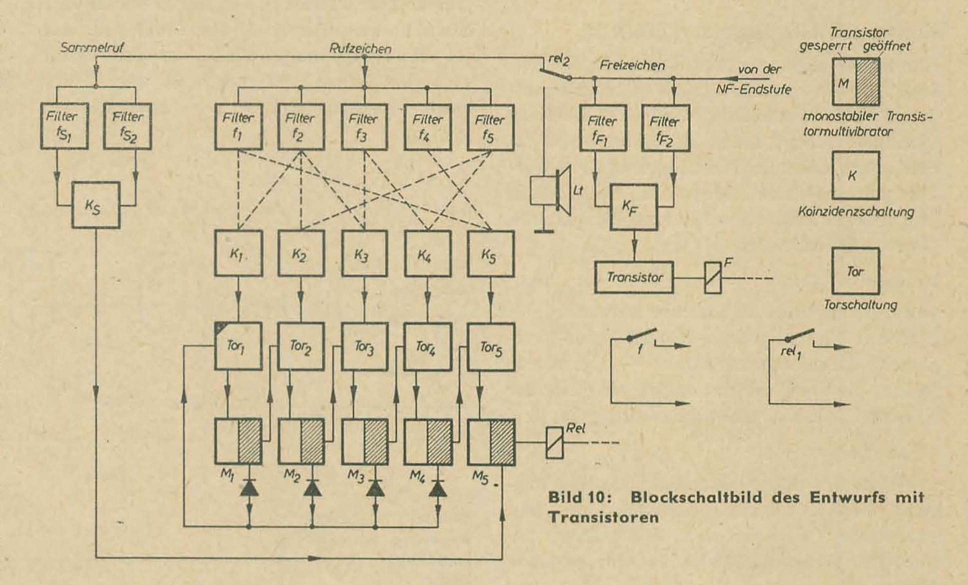


Bild 10: Blockschaltbild des Entwurfs mit Transistoren

Fällt ein oder fallen mehrere Impulse aus, oder ist die Pause zwischen zwei Impulsen zu lang (andere Rufnummer wurde gesendet oder Ausbreitungsstörungen), so kippt der jeweils angesteuerte Multivibrator vorher zurück, sperrt dadurch das folgende Tor, und der nächste eintreffende Impuls kann nicht mehr passieren. In diesen Fällen kann nie der letzte Multivibrator M_5 angesteuert werden und demzufolge das Relais Rel nicht mehr anziehen.
Die Transistorschaltung verlangt in der gefundenen Ausführung eine Abänderung des Sammelrufs. Da die Koinzidenzschaltung K_S für das Sammelrufzeichen direkt an Multivibrator M_5 angeschlossen ist, ist die Sammelruftonfrequenzkombination nicht wie in der ursprünglichen Schaltung fünfmal, sondern nur einmal zu senden.
Der Vorteil der entwickelten Transistorschaltung liegt im Wegfall eines separaten Impulspausen-Überwachungskreises. Dieser Vorgang ist organisch in die monostabile Transistor-Multivibratorkette eingeordnet. Außerdem entfällt eine Impulsverstärkerstufe.

Zusammenfassung

Der erste Teil des Beitrages behandelt Selektivrufsysteme für UKW-Funksprechverkehr allgemein sowie Anforderungen an Selektivrufauswerteschaltungen für die Empfänger. Außerdem wird eine vorhandene Relaisschaltung beschrieben. Im zweiten Teil wird auf die elektronische Lösung des Problems mit Hilfe von Kaltkotodenröhren, Halbleiterdioden und Transistoren eingegangen. Auf Berechnungs- und Dimensionierungsfragen wird infolge des Umfanges der Arbeit verzichtet.
Bei allen entwickelten Schaltungen wird letzten Endes ein Relais eingesetzt, mit dem mehrere Schaltvorgänge gleichzeitig ausgelöst werden. Damit zeichnet sich auch hier die allgemeine Tendenz ab, daß elektronische Bauelemente in Verbindung mit elektromechanischen weiterhin parallel auftreten in einer Form, die die Vorteile beider sinnvoll vereinigt.

Literatur

[1] Bartels, K.: Selektivrufgerät für UKW-Funksprechanlagen mit kleiner und mittlerer Teilnehmerzahl. radio mentor 20 (1954) H. 8
[2] Jänke, M.: Selektivrufverfahren für den Funkverkehr mit beweglichen Stationen. Frequenz 5 (1951) H. 11/12
[3] Wolf, E., und Köhler, M.: Selektivrufeinrichtung für UKW-Verkehrsfunkanlagen. radio und fernsehen 7 (1958) H. 15
[4] Fründt, H. J.: Ein neues Vollkode-Selektivrufsystem mit Resonanzrelais für Funksprechnetze mit großer Teilnehmerzahl. Telefunken-Zeitung (1955) H. 8
[5] Firmenunterlagen des VEB Funkwerk Dresden
[6] Kullmann, J.: Selektivrufauswerteschaltungen auf elektronischer Grundlage für bewegliche UKW-Funkgeräte. Diplomarbeit an der HfV Dresden, Institut für Verkehrsnachrichtentechnik (Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik) Juni 1960
[7] Kullmann, J.: Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren. radio und fernsehen 11 (1962) H. 17

Aus der Reparaturpraxis

Typische Fehler der Kontrastregelung bei TV-Empfängern

Für die Aussteuerung der Bildröhre werden Spannungen von einigen Volt am Videogleichrichter benötigt. Obwohl bei VHF Fading kaum auftritt, müssen Möglichkeiten geschaffen werden, die bei Eingangsspannungsschwankungen eine volle Aussteuerung der Bildröhre und optimale Kontrasteinstellung garantieren. Das wird durch Vorspannungsänderung des ZF-Verstärkers und der Vorstufe erreicht.

Konventionelle Regelung (Bild 1)

Für die Regelspannungserzeugung hatten sich zwei Systeme durchgesetzt: Von einer besonderen Netztrafowicklung wird eine Wechselspannung erzeugt, die gleichgerichtet und gesiebt wird, oder die Zeilenimpulsspitzen werden gleichgerichtet und gesiebt. Beide Arten sind jedoch veraltet und nur noch in älteren Geräten vorzufinden.

Fehler

Kontrast regelt nicht oder nur schwach.
Fehlende oder zu geringe Regelspannung verursacht Übersteuerungseffekt — Grauwerte fehlen, die Synchronisation ist unstabil, der Kontrast läßt sich nicht auf Null regeln.

Ursache

Die Ursachen dieser Erscheinungen sind meistens durchgeschlagene Kondensatoren und hochohmige Gleichrichter. Hochohmig gewordene Widerstände und nicht regelnde Röhren sind selten.
Die Fehlersuche wird durch Messung der Regelspannung am Ursprung begonnen und bis in die letzten Verzweigungen fortgeführt. D_2, C_{92} und C_{94} sind besonders anfällig.

Fehler

Bild ist trotz normaler Eingangsspannung verrauscht.

Ursache

Dieser Fehler wird mit einem defekten Kanalwähler häufig verwechselt. Der Grund liegt aber im Versagen der Verzögerungsspannung; R_9 ist defekt.

Getastete Regelung (Bild 2)

Seit Jahren wird die getastete Regelung angewandt. Sie gleicht hohe Feldstärkeschwankungen aus und ist gegen äußere Störungen weitgehend unempfindlich. Für die getastete Regelung wird ein Röhrensystem gebraucht (Triode oder Pentode). Die Anode erhält über einen Kondensator (C_{121}) den Tastimpuls, der als Anodenspannung wirkt. An das Gitter wird das Videosignal gelegt. Je nach Höhe dieser Spannung und der Gittervorspannung entsteht an C_{121} die Regelspannung. Für den Tuner wird sie wie bei der konventionellen Regelung verzögert.

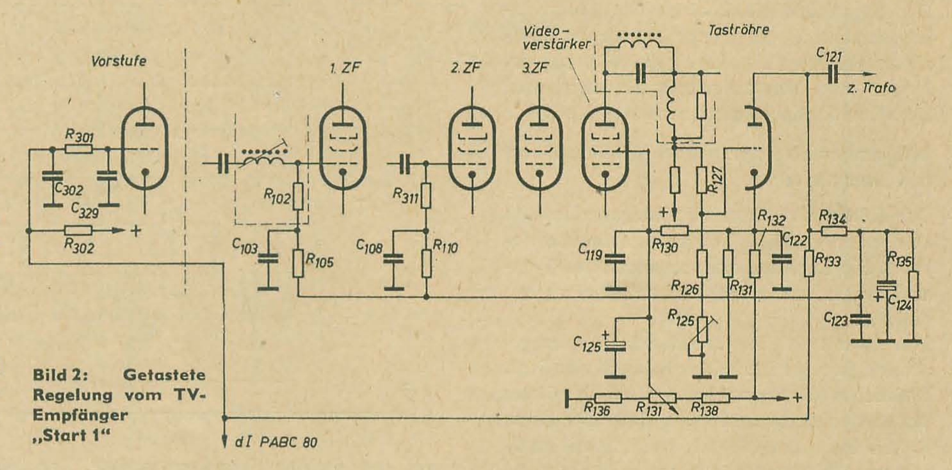


Bild 2: Getastete Regelung vom TV-Empfänger „Start 1"

Fehler

Kontrast regelt nicht oder nur schwach.

Ursache

Fehlende oder zu geringe Regelspannung verursacht die gleichen Erscheinungen wie bei der konventionellen Regelung. Meist ist jedoch eine schwache Regelung mit dem Schirmgitter der Videoendröhre möglich, obwohl keine Regelspannung vorhanden ist. Die hauptsächlichsten Fehler sind: Falsche Betriebsspannung an der Taströhre, Röhrenfehler, Kurzschluß der Regelspannung durch Bauteilausfall. Zu Beginn der Fehlersuche wird die Taströhre gewechselt. Zeigt das keinen Erfolg, sind Gitter- und Katodenspannung zu überprüfen. Zu hohe Katodenspannung deutet auf Unterbrechung von R_{133} hin. Der Widerstand wird auch hochohmig. Fast gleiche Gitter- und Katodenspannung an der Taströhre (um 120 V) ist die Folge eines fehlenden oder zu geringen Röhrenstromes, es wird keine oder nur eine geringe Regelspannung erzeugt. R_{134}, C_{122} und C_{121} können unterbrochen sein. Das Ausbleiben des Tastimpulses führt zu der gleichen Fehlererscheinung. Er kann im Zweifelsfalle mit dem gebräuchlichen Vielfachmesser bis zur Anode sicher überprüft werden (Relativanzeige). Die exakte Impulshöhe ist mit dem Oszillografen zu messen.
Bei Kurzschluß der Regelleitung ist das Bild stark verrauscht. C_{123} und C_{103} sind zu untersuchen. Starkes Rauschen tritt auch auf, wenn die Verzögerungsspannung für den Tuner fehlt. Beim TV-Empfänger „AT 611" ist auch R_{91} (4,7 MΩ) für ein verrauschtes Bild verantwortlich.
Wird der Tastimpuls einer Anzapfung der Zeilentrafoprimärspule entnommen („Favorit", „Astra" u. a.), kann die Regelspannung durch Kurzschluß des Koppelkondensators positiv werden. Das führt beim „Narcis" zum Absinken der Boosterspannung (450 V) und Ausfall der Helligkeit.

Fehler

Kein Bild, kein Ton.

Ursache

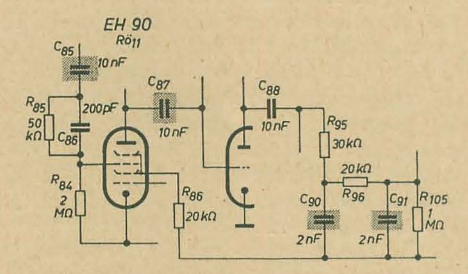
Fehlt das Bild, und geht der Ton beim Einsetzen der Helligkeit weg, ist die Regelspannung zu hoch. Das Katodenpotential der Taströhre ist zu klein. R_{132} muß nachgemessen werden; er ist hochohmig geworden. Beim AT 611 tritt dieser Fehler auf, wenn Röhre 15 nicht arbeitet. Röhre und dazugehörige Bauelemente sind zu überprüfen. Regelspannungsfehler treten häufig auf. Sie sind schwer einzukreisen, zumal auf den Schaltbildern keine Regelspannungswerte vermerkt sind. Es empfiehlt sich, die Unterlagen selbst zu vervollständigen und nicht nur die Höhe der Regelspannung an den interessierenden Punkten, sondern auch den Widerstandswert nach Masse nachzutragen; auf diese Weise sind Kurzschlüsse und Unterbrechungen sofort aufzufinden.

Karl-Heinz Finke

Bild 1: Kontrastregelung vom TV-Empfänger „Dürer"

Synchronisierfehler beim TV-Gerät „Cranach"

In letzter Zeit häufen sich die Fälle, in denen „Cranach"-TV-Geräte schlecht synchronisieren. Dabei ist oft die Zeilensynchronisation gerade noch brauchbar, die Bildsynchronisation sehr labil. Ein besonderes Augenmerk ist dabei auf C_{85} und C_{87} zu richten, deren Isolationswiderstand bei verschiedenen Geräten in der Größenordnung von wenigen MΩ lag. Für

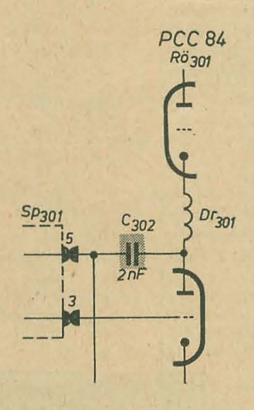


die Bildsynchronisation kommen dazu noch C_{90} und C_{91} in Frage. Dabei ist das Oszillogramm (C_{85} und C_{87} waren ersetzt worden) an C_{91} etwa wie im Schaltbild angegeben, an der Anode der Röhre $Rö_5$ dagegen nur halb so groß wie eingezeichnet, so daß man den Fehler nicht sogleich bei C_{90} und C_{91} vermutet.

Heinz Klaußner

Fehler bei „Patriot"-Geräten

Bei einem TV-Gerät „Patriot" (Staßfurt) war ohne Signal keine Helligkeit vorhanden. Der Zeilengenerator schwang auf einer vollkommen falschen Frequenz. Demzufolge war auch die Boosterspannung zu niedrig. Führte man dem Gerät das Sendersignal zu, so kam eine geringe Helligkeit zustande, aber die Zeile konnte nicht synchronisiert werden. Beim Messen der Spannungen wurde festgestellt, daß die Spannung am Gitter der $Rö_8$ (ECC 82 Zeilengenerator) zu negativ war. Die Zeilenfrequenz, die ja u. a. durch die Gittervorspannung bestimmt wird, lag deshalb viel zu niedrig. Wurde durch die Synchronimpulse eine Regelspannung erzeugt, so verschob sich der Arbeitspunkt in die Nähe des normalen Bereichs; deshalb erhöhte sich dann die Boosterspannung. Als Fehlerursache wurde R_{57} (300 kΩ) ermittelt,



der eine positive Vorspannung auf das Gitter der Generatorröhre bringt.

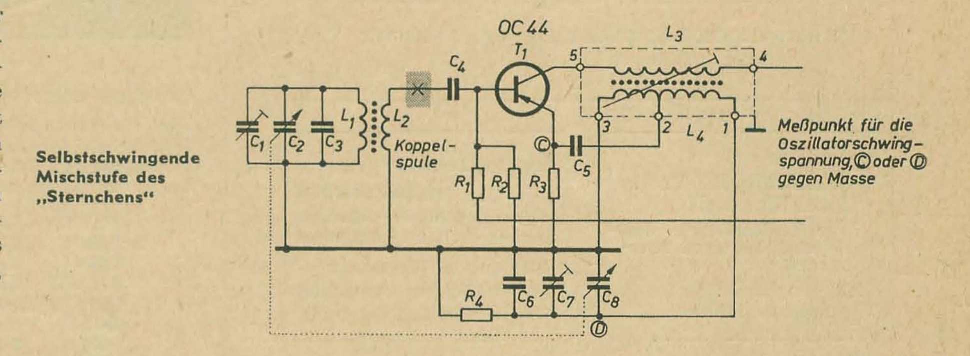
Bei einem TV-Gerät „Patriot" (Rafena) war die Bildfläche versprüht, ähnlich wie es beim Sprühen der Hochspannung auftritt; die Leistung des Gerätes schwankte stark. Eine Sprüh- oder Funkenerscheinung war aber nirgends festzustellen. Nach längerer Fehlersuche wurde auch die Regelspannung nachgemessen. An der Verzögerungsdiode $Rö_{202}$ (PABC 80) lag eine stark schwankende, positive Spannung (>1 V). Als ein Wechsel der PCC 84 keinen Erfolg brachte, wurde die Spannung verfolgt und als Ursache der Neutralisationskondensator C_{302} (2 pF) festgestellt, der durchgeschlagen war. Nach Auswechseln dieses Bauteiles arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

Fritz Oppitz

Fehler am Taschenempfänger „Sternchen"

Keine Oszillator-Schwingspannung

Ein Taschenempfänger „Sternchen" spielte nicht mehr, obwohl die Spannungswerte an sämtlichen Transistoren stimmten, das niederfrequente Signal ab Lautstärkeregler durchkam und auch das über einige Koppelwindungen (siehe Abgleichanweisung Transistorsuper 57/69 TT) dem Gerät zugeführte modulierte ZF-Signal vom Lautsprecher wiedergegeben wurde. Die logische nächste Untersuchung ergab, daß der Oszillator nicht mehr schwang. Die Kontrolle erfolgte mittels Oszillografen sowie auch über HF-Tastkopf und Röhrenmillivoltmeter am Stator des Oszillator-Drehkondensators. Die Batterie war neu, ihre Spannung betrug im Betrieb 8,5 V. Es wurden nun der Oszillator-Drehkondensator sowie die ihm parallelgeschalteten Kondensatoren (Trimmer und Parallelkapazität) auf Schluß geprüft. Dann wurde die emitterseitige Oszillatorspule (L_4) auf Durchgang und Windungsschluß untersucht, des-



Selbstschwingende Mischstufe des „Sternchens"

gleichen die kollektorseitige Oszillatorspule auf Schluß (daß diese Durchgang hatte, ergab die zuerst durchgeführte Spannungsmessung am Kollektor von Transistor T_1). Weitere Untersuchungen erfolgten am Kondensator C_5, an der Dämpfungsdiode sowie am 1. ZF-Kreis; alles war fehlerfrei.

Die Erfahrung, inwieweit der Vorkreis oder die Koppelspule an der fehlenden Oszillatorfrequenz bzw. der Oszillator-Schwingspannung daran schuld sein konnten, lag infolge „Unkenntnis" der Verhältnisse in einer selbstschwingenden Transistormischstufe leider noch nicht vor. Von den röhrenbestückten Empfängern her, also bei einem Röhrenoszillator, ist man ja gewohnt, daß dieser auch ohne angeschlossenen Vorkreis schwingt. Deshalb wurde auch die Untersuchung des Vorkreises und der Koppelspule bis zuletzt hinausgeschoben und nur so nebenbei durchgeführt. Die Durchgangsprüfung der Koppelspule L_2 ergab endlich, daß die Kupferlitze unmittelbar am Ferritstab unterbrochen war und dieses Litzenende nur noch durch die Isolation zusammengehalten wurde. Nachdem diese Unterbrechung der Koppelspule beseitigt war, arbeitete der Empfänger wieder einwandfrei, und am Stator des Oszillatordrehkondensators konnte die Oszillatorschwingspannung sowohl mit einem Oszillografen als auch mit einem HF-Röhrenmillivoltmeter einwandfrei festgestellt werden.

Zu hohe Gesamtstromaufnahme durch defekte Transistoren in der Gegentaktendstufe

Ein Taschenempfänger „Sternchen" spielte zwar noch, hatte aber eine zu hohe Gesamtstromaufnahme, die einige Minuten nach dem Einschalten zurückging und in unbestimmten Zeitabständen wieder anstieg. Dies wiederholte sich je nach den eingelegten Ruhepausen während des folgenden Empfangsbetriebes laufend und in unregelmäßigen Abständen. Dabei waren Lautstärke und Wiedergabe nicht immer als schwach bzw. schlecht zu bezeichnen. Die höchste Gesamtstromaufnahme betrug zeitweise bis zu 75 mA, um dann wieder auf etwa 5 mA bei kleinster Lautstärke und etwa 17 mA bei größter Lautstärke zurückzugehen. Diese Erscheinung trat aber seltener auf, wenn das Gerät längere Zeit gespielt hatte. Sie trat besonders dann stark auf, wenn das Gerät nach längerer Ruhepause (einigen Tagen) wieder in Betrieb genommen wurde. Bei geringerer Betriebsspannung, etwa 4 bis 5 V, zeigte sich das zeitweise Ansteigen der Gesamtstromaufnahme nicht so ausgeprägt. Das Gerät arbeitete gut, wenn auch infolge der niedrigen Betriebsspannung entsprechend leiser. Nachdem sämtliche Bauelemente in der Gegentaktendstufe, bis auf die Transistoren, untersucht waren und sich als einwandfrei erwiesen, wurden beide Transistoren ausgelötet und zunächst auf ihren Reststrom geprüft. Dieser betrug bei beiden bei $-U_C = 1$ V bereits über 1000 μA und bei $-U_C = 2$ V über einige mA. Die Prüfung ihres Stromverstärkungsfaktors erübrigte sich, da der Kollektorreststrom $-I_{CEO}$ für Transistoren des Typs OC 816 nach Angabe des Herstellers bei $-U_{CE}$ ($-I_B = 0$) $= 6$ V $< 800\,\mu$A betragen darf. Das Gerät wurde mit neuen Transistoren bestückt und arbeitete danach wieder einwandfrei.

Bernhard Pabst

Fachbücher

Gille u. a.

Lehrgang der Regelungstechnik

Band 3: Entwurf von Regelkreisen

VEB Verlag Technik, Berlin

Gemeinschaftsauflage mit R. Oldenbourg, München

218 Seiten, 140 Bilder, Ganzlederin 34,— DM

Niemand ist in der Lage, ein bestimmtes Arbeitsgebiet wirklich zu beherrschen, ohne auf diesem Gebiet ernsthaft gearbeitet zu haben. Jede Lehrtätigkeit bedarf daher, um voll zur Wirkung zu kommen, der Untermauerung und Vertiefung durch persönliche Übungen.

Zweck dieser Sammlung von Aufgaben aus der Regelungstechnik ist es, dem Lernenden die Begriffe und Verfahren anhand von Übungen verständlich zu machen. Die Aufgaben wurden sorgfältig ausgewählt und zusammengestellt. Besonders charakteristische Aufgaben sind mit ihren Lösungen angegeben.

Die Aufgabensammlung ist aber auch für den Lehrenden bestimmt. Anhand dieser vielfältigen Auswahl von Übungen wird es ihm leicht sein, auf der Basis eines ähnlich gelagerten Problems die Aufgabenstellung für ein bestimmtes Problem herauszuarbeiten, das sich auf dem weiten Gebiet der Regelungstechnik ergeben kann.

Schließlich wird dieser Band auch dem Regelungstechniker in der Praxis von Nutzen sein, wenn er seine Kenntnis auf bestimmten Gebieten oder von gewissen Rechenverfahren vertiefen will. *GA*

W. Hornauer

Industrielle Automatisierungstechnik

5., überarbeitete und erweiterte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

244 Seiten, 228 Bilder, 13 Tafeln, Ganzlederin 18,— DM

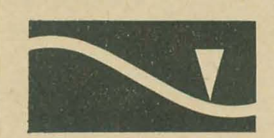
Die Automatisierung von Produktionsprozessen ist eine der wichtigsten Aufgaben, die fast allen Industriezweigen gestellt ist. Um die dabei auftretenden Probleme lösen zu können, müssen breite Kreise informiert sein, welche technischen Mittel zur Verfügung stehen. Die Information über den Stand der Automatisierungstechnik für Ingenieure und Techniker der anwendenden Industrie ist der wesentliche Zweck dieses Buches.

Nachdem der „Hornauer" bereits in vier Auflagen erschienen ist, war bei der Neuauflage eine Überarbeitung notwendig. Dies kann auch nicht anders sein, da seit der letzten Überarbeitung schon fünf Jahre vergangen sind; eine lange Zeit in Anbetracht der schnellen technischen Entwicklung. Aus diesem Grunde wurden von einem Kollektiv bei der Überarbeitung auch z. T. erhebliche Erweiterungen vorgenommen.

Im ersten Teil „Allgemeine Grundlagen" wurden anhand von sehr anschaulichen Beispielen die wichtigsten Begriffe der Automatisierungstechnik erläutert. Es galt, u. a. die verwendeten Begriffe mit der TGL 14591 „Steuerungs- und Regelungstechnik — Begriffe und Benennungen" in Übereinstimmung zu bringen. In dem stark erweiterten zweiten Teil „Gerätetechnischer Grundriß" wurden neuere Geräte, Bausteine und Bauelemente beschrieben und andere veraltete weggelassen. Hinzugekommen sind vor allem Einrichtungen mit neuen und weiterentwickelten Bauelementen, wie transistorisierte Verstärker, kontaktlose Bausteine für Steuerungen, A/D-Umsetzer und Ziffernanzeigeelemente.

Der dritte Teil „Verfahrenstechnischer Grundriß" behandelt Schalt- und Stellverfahren, Regelanlagen und Antriebsverfahren. Die gut ausgewählten Beispiele berücksichtigen jetzt auch die Anwendung kontaktloser Schaltungen.

Beim Vergleich mit früheren Auflagen zeigt es sich, daß der Charakter des Buches gewahrt blieb, aber durch die gründliche Überarbeitung der Anschluß an die neuere Technik wieder hergestellt wurde. Es ist daher zu erwarten, daß der neue „Hornauer" wieder einen breiten Leserkreis finden wird. *Obenaus*





Begriffe der Halbleitertechnik 2

E. BOTTKE

Emitter

Anordnung, mit deren Hilfe zusätzliche Minoritätsträger in eine Halbleiterzone injiziert werden. Auch häufig verwendete Abkürzung für die einzelnen Teile des Emitters, wie Emitterübergang, Emitterzone, Emitterelektrode oder Emitteranschluß.
Das Wort Emitter soll für diese Teile nur dann benutzt werden, wenn Mißverständnisse ausgeschlossen sind.

Emitterwirkungsgrad

Quotient aus dem Strom, der durch die in die Basis injizierten Minoritätsträger gebildet wird, und dem Gesamtstrom über den Emitterübergang.

Emitterzone

Halbleiterzone, die der Basiszone zusätzliche Minoritätsträger liefert.

Energieband

Bereich von stationären Energiewerten im Kristall, der durch Aufspaltung der Energieterme der im Kristall vorhandenen Atome, infolge von Wechselwirkungen zwischen diesen Atomen, entstanden ist und von nichtlokalisierten Elektronen besetzt werden kann.

Energieterm

Energiewert, den lokalisierte Elektronen innerhalb eines Atoms oder einer Störstelle im Kristall annehmen können.

Fangstelle, Falle

Haftstelle, die ein Elektron oder Defektelektron zeitweise festhält.

Fehlordnung

Störung der idealen Periodizität des Kristallgitters.

Fermi-Niveau

Energieniveau, dessen Besetzungswahrscheinlichkeit bei thermischem Gleichgewicht genau 1/2 hat.

Fremdatom

In einem Kristall befindliches gitterfremdes Atom.

Gitterlücke

Störstelle, entstanden durch Nichtbesetzung eines Platzes im idealen Kristallgitter.

Haftstelle

Störstelle, die infolge ihrer Thermlage und ihres Besetzungszustandes imstande ist, einen Ladungsträger zu binden.

Halbleiter

Kristalliner Festkörper, bei dem Valenz- und Leitungsband einen endlichen, nicht zu großen Bandabstand besitzen und bei dem daher eine Energie aufgewendet werden muß, um Ladungsträger freizusetzen. Der Halbleiter nimmt eine Zwischenstellung zwischen den Metallen (bei denen sich die beiden Bänder überlappen) und den Isolatoren (bei denen der Bandabstand extrem groß ist) ein.

Bemerkung: DIN und IEC begnügen sich mit einfacheren Definitionen und nehmen nur auf den Grad der elektrischen Leitfähigkeit Bezug.

Halbleiterbauelement

Bauelement auf Halbleiterbasis, das für die Umwandlung elektrischer in andere Größen und umgekehrt bestimmt ist.

Halbleiterzone

Teilgebiet eines Halbleiterkörpers mit speziellen physikalischen Eigenschaften.

Halleffekt

Deformierung der elektrischen Potentialflächen in einem vom Strom durchflossenen Körper unter der Wirkung eines Magnetfeldes mit zur Stromrichtung senkrechter Komponente. Dadurch entsteht ein elektrisches Zusatzfeld senkrecht zur Stromrichtung und zur Richtung des Magnetfeldes, das als Hallspannung nachweisbar ist.

Hallspannung

Potentialdifferenz zwischen zwei gegenüberliegenden Punkten eines Körpers, die durch ein, infolge des Halleffektes entstandenes, elektrisches Feld hervorgerufen wird.
Bemerkung: Im DIN-Entwurf 41852 ist definiert:

Halleffekt. Drehung der elektrischen Potentialflächen in einem vom Strom durchflossenen Körper unter der Wirkung eines zur Stromrichtung senkrechten Magnetfeldes. Das entstehende elektrische Zusatzfeld, das die Drehung der Potentialflächen verursacht, steht senkrecht auf Stromrichtung und Magnetfeld und ist der Stromdichte und der magnetischen Induktion proportional. Die IEC-Definition 05 - 20 - 120 lautet:

Halleffekt. Ungleichförmigkeit der elektrischen Leitung, die in einem Leiter oder Halbleiter durch ein senkrecht zum Vektor der Stromstärke stehendes Magnetfeld erzeugt wird. Der Stromvektor bildet anstelle des sonst parallelen Verlaufs mit dem elektrischen Feld einen Winkel.

Kollektor

Anordnung, mit deren Hilfe zusätzliche Minoritätsträger aus einer Halbleiterzone gesammelt werden. Auch häufig verwendete Abkürzung für die einzelnen Teile des Kollektors wie Kollektorübergang, Kollektorzone, Kollektorelektrode oder Kollektoranschluß.
Das Wort Kollektor allein soll für diese Teile nur dann benutzt werden, wenn Mißverständnisse ausgeschlossen sind.

Kollektorzone

Halbleiterzone, in die hinein zusätzlich in der Nachbarzone vorhandene Minoritätsträger gesammelt werden.

Kompensationsgrad

Konzentrationsverhältnis der Donatoren und Akzeptoren so bezogen, daß dieses Verhältnis nicht größer als Eins wird.

Kompensationshalbleiter

Halbleiter, bei dem die Donatoren- und Akzeptorenkonzentration gleiche Größenordnung haben. Falls die Konzentrationen der ionisierten Donatoren und Akzeptoren einander gleich sind, tritt nur Eigenleitung auf. Anderenfalls kommt noch, entsprechend der Differenz von ionisierten Donatoren und Akzeptoren, eine Störstellenleitung hinzu.

Konzentrationsübergang

Störstellenübergang, bei dem sich nur die Störstellenkonzentration ändert, der Leitungstyp aber erhalten bleibt.
(Beispiele: pp^+-Übergang, nn^+-Übergang. Die Basis eines Drifttransistors gehört nicht dazu.)

Ladungsträger, beweglicher
(abgekürzt: Ladungsträger, Träger)

Die im Halbleiter befindlichen, zur Leitfähigkeit beitragenden Elektronen und Defektelektronen.

Ladungsträgerbeweglichkeit

Verhältnis der Driftgeschwindigkeit von Ladungsträgern zur elektrischen Feldstärke. Man unterscheidet Drift-, Hall- und effektive Beweglichkeit.

Ladungsträgerdiffusion
(abgekürzt: Trägerdiffusion)

Diffusion von Ladungsträgern.

Ladungsträgerinjektion
(abgekürzt: Trägerinjektion, Injektion)

Erhöhen der Dichte der Minoritätsträger über denjenigen Wert, der dem thermischen Gleichgewicht entspricht, insbesondere durch Einströmung aus Gebieten, in denen die betreffende Trägersorte eine höhere Dichte hat oder als Majoritätsträger auftritt.

Leitungsband

Unterstes, bei Annäherung an den absoluten Nullpunkt der Temperatur mit Elektronen unbesetztes Energieband eines Halbleiters.

Dr. Ch. Fritzsche

Herstellung von Halbleitern

2., wesentlich überarbeitete und ergänzte Auflage

14,7 × 21,5 cm, 136 Seiten, 59 Abbildungen, 10 Tafeln

Halbleinen 10,50 DM

Seit die Halbleiter in Wissenschaft und Technik eine zentrale Bedeutung gewonnen haben, sind zahlreiche Bücher über die Theorie, die Physik und die Anwendungsmöglichkeiten der Halbleiter erschienen. Allen diesen Büchern ist gemeinsam, daß die Halbleiter-Technologie höchstens mit kurzen Worten gestreift wird. Hier setzt das vorliegende Buch ein.

Neben den bewährten Herstellungsverfahren für die wichtigsten Halbleiterelemente Germanium, Silizium und Selen, deren praktische Anwendung bereits vielfältig erprobt ist, geht der Autor besonders auf die große Zahl solcher Materialien ein, die noch in weitestem Umfang Gegenstand der Forschung sind.

In einleitenden Kapiteln wird ein Überblick über die wichtigsten Halbleitereigenschaften und die physikalischen und chemischen Verfahren gegeben. Anschließend werden die gebräuchlichsten Herstellungsverfahren für die einzelnen Halbleiter gesondert behandelt. Ein Anhang enthält Tafeln der Verteilungskoeffizienten für wichtige Halbleiter und eine Sammlung von Zustandsdiagrammen. Das Literaturverzeichnis ist sehr ausführlich. Das Erscheinen einer zweiten Auflage kurz nach der ersten ist die beste Empfehlung für dieses Physikern wie Chemikern gleich nützliche Buch.

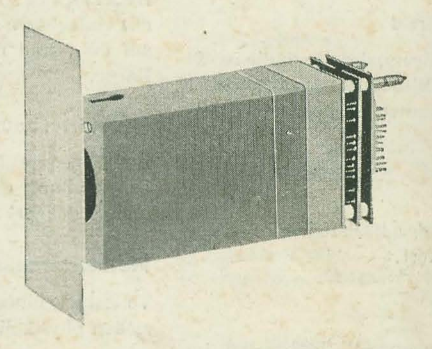
Das Werk ist in jeder Buchhandlung oder durch den Verlag erhältlich



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Ziffernprojektoren

Die modernsten Anzeigeelemente für transistorisierte digitale Meßgeräte, Datenverarbeitungsanlagen, Betriebskontrollanlagen und für viele andere Zwecke



■ ■ ■ ■ ■ ■ ■ ■ ■

Ziffernprojektor

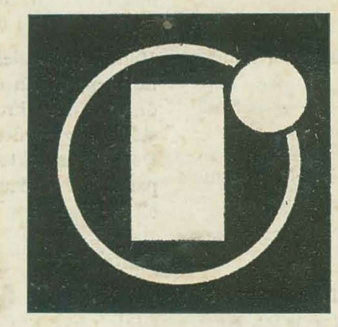
ZP 2310

Technische Daten:

Anzeige der Ziffern 0 bis 9, zusätzlich Komma und Vorzeichen, Zusammenstellung der Steckeinheiten zu beliebig mehrstelligen Ziffernanzeigen sowie Sonderausführungen mit Dimensionsanzeige o. a. möglich

Wenden Sie sich mit Ihren Wünschen bitte an unsere Abteilung Organisation

Für den Einsatz in der modernen Technik



veb
rechenelektronik
glashütte

Glashütte/Sachsen
August-Bebel-Str. 15/17
Telefon 541-544

33103